

UNIVERSIDAD COMPLUTENSE DE MADRID

FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS

DEPARTAMENTO DE FÍSICA DE MATERIALES



**“REFLECTIVIDAD EN ESTRUCTURAS COMPUESTO-
METAL”**

**PERMITIVIDAD ELÉCTRICA Y PERMEABILIDAD MAGNÉTICA
EFECTIVAS DE COMPUESTOS**

TESIS DOCTORAL DE:

MARÍA DE LA SIERRA FLORES VIDAL

DIRIGIDA POR:

ANTONIO HERNANDO GRANDE

Madrid, 2013

UNIVERSIDAD COMPLUTENSE DE MADRID

FACULTAD DE C.C. FÍSICAS

DEPARTAMENTO DE FÍSICA DE MATERIALES



“REFLECTIVIDAD EN ESTRUCTURAS COMPUESTO-METAL”

PERMITIVIDAD ELÉCTRICA Y PERMEABILIDAD MAGNÉTICA
EFECTIVAS DE COMPUESTOS

Memoria para optar al Grado de Doctora presentada por

María de la Sierra Flores Vidal

Trabajo dirigido por

Antonio Hernando Grande

Madrid, 2013

A mis padres, Pepe y M^a Teresa,
a mis hermanos, Daniel y Pablo
y, especialmente,
a mi abuela Rosa y a la madrina Teresa,
por su esfuerzo y sacrificio.

AGRADECIMIENTOS

Quiero dar las gracias a mi director de tesis, Antonio Hernando Grande, por varios motivos. En primer lugar, por haber propuesto la realización de esta tesis y haber estado pendiente estos meses. En segundo lugar, por ser el Director del Instituto de Magnetismo Aplicado “Salvador Velayos” (IMA), lugar que ha formado a tantos jóvenes científicos y que me ha permitido, en dos ocasiones, desarrollar un trabajo de investigación muy gratificante, y donde confío en volver algún día.

Este trabajo no hubiera sido posible sin la aceptación y el apoyo de la empresa MICROMAG, lugar donde trabajo actualmente, que me ha permitido emplear las instalaciones para llevar a cabo las medidas experimentales de esta tesis. A mis compañeros de trabajo Santiago Álvarez, Javier Rodríguez, Javi Calvo, Rocío San Román y Rafael Alonso, con especial mención a Joseba Gómez, quien ha tenido la amabilidad de pintar las planchas que se emplean en este trabajo y, muy importante, Ainhoa G. Gorriti, quien me introdujo en el entretenido mundo de la Reflectividad y de las Teorías de Mezclas. No quiero terminar estos agradecimientos sin nombrar a Daniel Cortina, compañero y jefe, pues fue él quien me apoyó para solicitar el proyecto “Torres Quevedo” y así entrar a formar parte de esta empresa y quien tuvo, y sigue teniendo, la paciencia de transmitirme los secretos de la absorción electromagnética y del microhilo.

Hay dos personas que merecen mi reconocimiento público por la ayuda directa que me han mostrado tan altruistamente en la elaboración de esta tesis. Sin orden de preferencia, aunque por alguien he de empezar, nombro a mi compañero de trabajo y colega, Alejandro Calo, quien no sólo me ha ayudado con el desarrollo del software, me ha enseñado a programar en “Matlab” y ha explicado muchas cuestiones sobre electromagnetismo, sino que ha tenido que aguantarme en “modo tesis” unos meses, situación que soy consciente puede cansar a cualquiera. La otra persona es el Profesor Jesús Grajal de la Fuente (y su “tesinando” Gorka), de la E.T.S.I. de Telecomunicación de la EUPM, porque confió en mí y me prestó todo su apoyo (y sigue prestando) cuando un día me presenté en la universidad pidiendo una guía de ondas.

El agradecimiento al director del IMA quiero hacerlo extensivo a todos aquellos que a lo largo de los años han contribuido, de un modo u otro, a que el centro sea un lugar de referencia en la investigación del Magnetismo y otras áreas. A todos aquellos que en algún momento de sus vidas pasaron por allí y a los que siguen, a día de hoy, al *pie del cañón*: Pilar Marín, Patricia Crespo, Jesús González, Patricia de la Presa, Ana, Jose Antonio, Conchi, Alicia, Isabel y Pepe.

A mis amigas Marta Multigner y Blanca Sampedro porque me han ayudado, porque me han acompañado y porque me han enseñado sobre Física y, más importante aún, sobre la vida. Destacar a cuatro personas más de mi etapa en el IMA, que han sido importantes tanto a nivel personal como profesional: Guillermo Rivero, Jorge Spottorno, Jose Alonso y Javier Valdés, con quienes es un verdadero placer, entretenimiento y aprendizaje constante el trabajar.

A mi tita Mari y a mi amiga Alejandra. Y mención especial a todos aquellos compañeros que estuvieron conmigo (casi todos) en mi primera etapa en el IMA y que, a día de hoy, son grandes amigos: Juan, Juanma, Juanjo, Elena, Ana, Celso, Sergio y Pedro.

Madrid, Febrero de 2013

ÍNDICE

1	Capítulo “INTRODUCCIÓN”	1
1.1	PLANTEAMIENTO GENERAL Y OBJETIVOS	3
1.2	ORGANIZACIÓN DE LA TESIS	5
1.3	ECUACIONES DE MAXWELL. REFLECTIVIDAD	6
1.3.1	Ecuaciones de Maxwell	6
1.3.2	Onda electromagnética plana entre dos medios	7
1.3.3	Reflectividad y Transmisión	11
1.4	PARÁMETROS ELECTROMAGNÉTICOS	14
1.4.1	Permitividad eléctrica	14
1.4.2	Permeabilidad magnética	16
1.5	MATERIALES COMPUESTOS	17
1.5.1	Matrices	18
1.5.2	Inclusiones	18
1.5.2.1	Inclusiones de Fe	19
1.5.2.2	Inclusiones de Microhilos Magnéticos	20
1.5.3	Compuestos basados en microhilos magnéticos	21
1.6	REFERENCIAS Y BIBLIOGRAFÍA	23
2	Capítulo “TÉCNICAS EXPERIMENTALES”	27
2.1	INTRODUCCIÓN	29
2.2	FABRICACIÓN DE LOS COMPUESTOS	29
2.2.1	Preparación de la pintura	30
2.2.2	Fabricación de microhilos	30
2.3	TÉCNICAS DE CARACTERIZACIÓN ESTRUCTURAL	32
2.3.1	Microscopía Electrónica de Barrido con Análisis de rayos-x	32
2.4	TÉCNICAS DE CARACTERIZACIÓN MAGNÉTICA	35
2.4.1	Ciclos de histéresis	36
2.5	TÉCNICAS DE CARACTERIZACIÓN ELECTROMAGNÉTICA	38
2.5.1	Medidas T/R y R_m en una guía de ondas	40
2.5.1.1	Preparación de las muestras	41
2.5.1.2	Montaje experimental con guía de ondas	43
2.5.1.3	Calibración TRL	44
2.5.1.4	Realización de las medidas	45
2.5.1.5	Procesado de los datos de las medidas	46
2.5.2	Medidas R_m en “free-space”	46

2.5.2.1	Preparación de las muestras.....	47
2.5.2.2	Montaje experimental.....	48
2.5.2.3	Calibración de 1 puerto.....	51
2.5.2.4	Realización de las medidas.....	51
2.5.2.5	Procesado de los datos de las medidas.....	52
2.6	SUMARIO.....	52
2.7	REFERENCIAS Y BIBLIOGRAFÍA.....	54
3	Capítulo “ABSORCIÓN E INTERFERENCIAS. REFLECTIVIDAD EN UNA ESTRUCTURA MULTICAPA”.....	57
3.1	INTRODUCCIÓN.....	59
3.2	ABSORCIÓN E INTERFERENCIAS.....	59
3.2.1	Absorción de ondas electromagnéticas.....	60
3.2.2	Interferencias de ondas electromagnéticas.....	60
3.3	TIPOS DE DISPOSITIVOS REFLECTORES.....	63
3.3.1	Dispositivos Dallenbach.....	64
3.3.2	Dispositivo Salisbury.....	66
3.3.3	Dispositivo Jaumann.....	67
3.4	TRANSMISIÓN Y REFLECTIVIDAD DE UNA ESTRUCTURA MULTICAPA.....	69
3.4.1	Estructura compuesto-metal con 1 capa.....	69
3.4.2	Estructura con 2 capas.....	72
3.4.3	Esquema con n-capas.....	74
3.5	CÁLCULO DE ϵ_r^* y μ_r^* A PARTIR DE R_m	75
3.6	RESULTADOS.....	76
3.6.1	Estructuras para medidas R_m en “free-space”.....	78
3.6.2	R_m para estructuras con 1 capa.....	80
3.6.2.1	R_m (f) para diferentes %.....	80
3.6.2.2	R_m ; medidas experimentales vs modelo teórico para 1 capa.....	82
3.6.2.3	Diseño de estructuras anti-reflectantes con 1 capa.....	86
3.6.3	R_m para estructuras con 2 capas.....	88
3.6.3.1	Diseño de estructuras anti-reflectantes con 2 capas.....	91
3.6.4	Errores asociados a medidas de R_m en “free-space”.....	93
3.7	SUMARIO.....	94
3.8	REFERENCIAS Y BIBLIOGRAFÍA.....	96

4	Capítulo “CÁLCULO DE LA PERMITIVIDAD Y DE LA PERMEABILIDAD EFECTIVAS DE UN COMPUESTO A PARTIR DE MEDIDAS EXPERIMENTALES EN GUÍA DE ONDAS”	99
4.1	INTRODUCCIÓN	101
4.2	TÉCNICAS DE LÍNEAS DE TRANSMISIÓN	102
4.3	CÁLCULO DE LA ϵ_r^* Y DE LA μ_r^* CON GUÍA DE ONDAS	103
4.3.1	Campos electromagnéticos en una guía de ondas	104
4.3.2	Cálculo de ϵ_r^* y μ_r^* a partir de medidas T/R con guía de ondas	108
4.3.2.1	El Método de NRW	109
4.3.2.2	Método de Optimización	111
4.3.2.3	Método de las Ecuaciones	112
4.3.3	Cálculo de ϵ_r^* y μ_r^* a partir de medidas R_m con guía de ondas	113
4.3.3.1	Método de las Impedancias	115
4.4	RESULTADOS EXPERIMENTALES	117
4.4.1	Comparación entre muestras	119
4.4.1.1	Espesores de las muestras para las medidas en guía de ondas	119
4.4.1.2	Comparación entre $S_{11\text{MEDIO}}$ y $S_{22\text{MEDIO}}$ entre distintos compuestos	120
4.4.2	Valores de ϵ_r^* y μ_r^*	121
4.4.2.1	Valores de ϵ_r^* y μ_r^* para el aire y el Teflon	121
4.4.2.2	Comparación y representación de ϵ_r^* y μ_r^* de cada muestra	123
4.4.3	Cálculo de la ϵ_r^* -media y de la μ_r^* -media para cada compuesto	127
4.4.3.1	Dependencia de ϵ_r^* -media y de la μ_r^* -media con la cantidad de microhilo	133
4.4.4	Análisis de los diferentes procedimientos de medida	134
4.4.5	Errores asociados a las medidas en guía de ondas	135
4.5	COMPARACIÓN CON LOS VALORES DE ϵ_r^* Y DE μ_r^* OBTENIDOS A PARTIR DE LAS MEDIDAS EXPERIMENTALES EN “FREE-SPACE”	136
4.6	SUMARIO	137
4.7	REFERENCIAS Y BIBLIOGRAFÍA	138
5	Capítulo “TEORÍA DE MEZCLAS DE MAXWELL-GARNETT”	143
5.1	INTRODUCCIÓN	145
5.2	TEORÍAS DE MEZCLAS	146
5.2.1	Teoría de Maxwell-Garnett y del campo medio	148
5.2.2	Extensión de la teoría de MG para inclusiones elipsoidales	150
5.2.2.1	Fórmula de MG para inclusiones cilíndricas	152

5.3	CÁLCULO DEL VALOR DE LA ϵ_r^* APLICANDO LA FÓRMULA DE MG.....	153
5.3.1	Dependencia de f_i con el % de microhilo.....	156
5.3.2	Dependencia de ϵ_r^* con el % de microhilo.....	157
5.4	COMPARACIÓN DE LOS VALORES DE ϵ_r^* Y μ_r^* CALCULADOS MEDIANTE “free-space”, MG y GO.....	159
5.5	SUMARIO.....	161
5.6	REFERENCIAS Y BIBLIOGRAFÍA.....	162
Capítulo 6	“RESUMEN, CONCLUSIONES Y NUEVAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN”.....	163
6.1	CONCLUSIONES.....	165
6.2	NUEVAS LÍNEAS DE TRABAJO.....	167

Capítulo 1

“INTRODUCCIÓN”

1.1 PLANTEAMIENTO GENERAL Y OBJETIVOS

El objetivo de esta tesis es el diseño y fabricación de estructuras anti-reflectantes de ondas electromagnéticas que, para una frecuencia o para un rango de frecuencia determinado, presenten reflectividad nula o casi nula. Estas estructuras están formadas por una o varias capas de diferentes materiales dispuestas sobre una superficie metálica. Estos materiales son compuestos de pintura con microhilos magnéticos. Cuando una onda electromagnética incide sobre estas estructuras anti-reflectantes, presentan la propiedad de "atrapar" dicha onda, lo que les hace "invisibles" en el rango de frecuencia donde trabajan. Este efecto de atrapar la onda se produce, principalmente, por dos fenómenos: absorción e interferencias. En esta tesis el rango de frecuencia de trabajo con las estructuras anti-reflectantes se sitúa en la región de las microondas, en concreto en la banda de 2 a 18 GHz.

Los materiales compuestos que forman dichas capas se conocen como Material Absorbente Radar o material RAM (del inglés "*Radar Absorbent Material*") y se define como "un material capaz de reducir, mediante absorción, la energía recibida por un radar" [1]. Esta absorción puede realizarse a través de diferentes mecanismos que afectan o bien a las propiedades eléctricas del material o bien a las magnéticas, o bien a ambas. Cuando se hace incidir una onda sobre las estructuras, ésta se refleja en la superficie de cada una de las capas que la forman. Todas estas ondas reflejadas por las diferentes capas interfieren entre sí para dar lugar a dar una onda reflejada total. Como se estudia en este trabajo, una condición para conseguir reflectividad nula es que la interferencia sea destructiva. Y éste es uno de los objetivos a conseguir. Este fenómeno de interferencias es muy importante para determinar la reflectividad sobre las estructuras anti-reflectantes.

La reflectividad R mide la relación entre la onda reflejada y la onda incidente sobre una estructura. Si no hay onda reflejada, la reflectividad es nula (la presentan las estructuras anti-reflectantes perfectas). Para conseguir que sea nula se puede actuar de varios modos: por un lado, disponiendo de materiales RAM de muy altas pérdidas que absorban casi toda la onda incidente y por otro, buscando interferencias destructivas entre las ondas reflejadas por las distintas superficies que forman las estructuras, que son los modelos que se estudian en esta tesis.

Para conocer el tipo de material RAM que interesa que forme parte de las estructuras se ha de realizar la caracterización electromagnética del mismo. Desde un punto de vista macroscópico, la interacción entre un material y un campo electromagnético se describe mediante las ecuaciones de Maxwell y las relaciones constitutivas, que se muestran en detalle en este capítulo. Esta interacción queda determinada, principalmente, por dos parámetros constitutivos: la permitividad eléctrica ϵ y la permeabilidad magnética μ , conocidos como los parámetros electromagnéticos de un material.

Los métodos experimentales para la caracterización electromagnética de los materiales se pueden dividir en dos grupos: métodos resonantes y no-resonantes. En cada uno de ellos se estudia un

fenómeno concreto: la propagación de microondas en los no-resonantes y la resonancia de microondas en los resonantes. Además, en los no-resonantes el estudio se realiza sobre un rango de frecuencia mientras que los resonantes se emplean para estudios en una frecuencia determinada. En esta tesis sólo se aplican los métodos no-resonantes pues interesa conocer el comportamiento de los materiales en un rango de frecuencias.

Para llevar a cabo esta caracterización se hace incidir una onda electromagnética sobre la estructura y estudiando la onda reflejada y la onda transmitida se obtiene información sobre las propiedades del material, que se definen a través de los parámetros electromagnéticos ϵ y μ . Dentro de los métodos no-resonantes se encuentran dos sub-métodos: medidas de Reflexión (a partir de ahora llamadas medidas R_m , donde el subíndice m indica que las medidas de reflexión se realizan disponiendo de una estructura metálica tras la estructura) y medidas de Transmisión y Reflexión (T/R). En las primeras, las propiedades del material se deducen del análisis de la onda reflejada (no hay transmitida), mientras que en los métodos de T/R, se analizan tanto la onda reflejada como la transmitida por el material para obtener los parámetros electromagnéticos.

Para la extracción del valor de la ϵ y de la μ de un material se pueden aplicar distintos procedimientos experimentales de medida como pueden ser guías de ondas, coaxiales, “*strip-lines*” o cavidades resonantes [2]. En este trabajo se han empleado dos métodos: medidas en espacio libre, conocidas como “*free-space*” del inglés, y medidas en guía de ondas rectangular. En este último caso la banda de frecuencia en la que se trabaja es la banda X, de 8.2-12.4GHz.

Los materiales RAM pueden ser simples, formados por un único componente o ingrediente, o compuestos, formados por varios. En este último caso normalmente existe un constituyente principal llamado matriz o base sobre el que están embebidos otros constituyentes llamados inclusiones o aditivos. Las teorías de mezclas relacionan los parámetros electromagnéticos efectivos del compuesto con los parámetros de la matriz y de las inclusiones que lo forman. Aunque en los dos últimos siglos se han desarrollado varias teorías, en este trabajo sólo se estudia una en profundidad, la expuesta por Maxwell Garnett para inclusiones conductoras cilíndricas.

En esta tesis los materiales RAM que forman las estructuras anti-reflectantes son compuestos formados por una matriz de pintura sobre la que se añaden distintas cantidades y tipos de microhilos magnéticos, las inclusiones. Se han empleado dos tipos de microhilos magnéticos: uno de ellos tiene como constituyente principal el Fe y se ha adquirido comercialmente, el otro tiene por constituyente principal el Co y se ha fabricado *ex professo* para esta tesis. Las cantidades añadidas de cada uno de ellos a la matriz son del 2, 3 y 4%, respectivamente. Uno de los objetivos de este trabajo es estudiar cómo afecta el tipo y la cantidad de microhilo al control de la R en las estructuras anti-reflectantes y a la variación de la permitividad y de la permeabilidad efectivas de los compuestos que las forman.

1.2 ORGANIZACIÓN DE LA TESIS

A lo largo del presente trabajo se realiza una exposición razonada del control de la R_m para diseñar estructuras anti-reflectantes sintonizadas a las frecuencias deseadas. Estas estructuras, como se ha avanzado en el apartado anterior, están formadas por capas de material RAM sobre una superficie metálica. En concreto, en esta tesis se estudian los siguientes modelos de estructuras: las formadas por una capa de material compuesto sobre una superficie metálica, y las formadas por dos capas sobre la superficie metálica, siendo la primera una capa de material compuesto RAM y la segunda, llamada separadora, y que se sitúa delante de la superficie metálica, de un material dieléctrico con permitividad conocida.

Una herramienta importante en el control de estas estructuras anti-reflectantes consiste en estudiar los fenómenos que intervienen cuando una onda electromagnética incide sobre estas estructuras: absorción e interferencias. También es relevante para el diseño a priori de estas estructuras conocer los valores de la permitividad eléctrica ϵ y de la permeabilidad magnética μ de los materiales compuestos que las forman, como se verá en las siguientes páginas.

En este *Capítulo 1* se muestran los objetivos de este trabajo. Se describe cómo queda organizada la tesis, resumiendo el contenido de los diferentes capítulos (*apartado 1.2*). Además se introducen conceptos fundamentales en el estudio electromagnético como el de reflectividad R y transmisión T (*apartado 1.3*) y las definiciones de permitividad ϵ y permeabilidad μ efectivas de un compuesto (*apartado 1.4*). También se describen los diferentes tipos de bases y de inclusiones que se emplean en la fabricación de materiales RAM, y se particulariza para los compuestos preparados en este trabajo (*apartado 1.5*).

En el *Capítulo 2* se presentan las técnicas experimentales. La primera técnica permite fabricar tanto los microhilos como los compuestos que forman las estructuras anti-reflectantes (*apartado 2.2*). Las técnicas que se explican a continuación, en los *apartados 2.3 y 2.4*, permiten caracterizarlos desde un punto de vista estructural y electromagnético. Se incluye la explicación del método experimental para medir la R_m de las estructuras en "*free-space*" y los métodos para la extracción de los valores de los parámetros electromagnéticos de los compuestos que forman dichas estructuras mediante guía de ondas.

En el *Capítulo 3*, en el *apartado 3.2*, se detallan los fenómenos de absorción y de interferencias que juegan un papel determinante en el control de la reflectividad y se describen tres estructuras anti-reflectantes típicas como son las *Dallenbach*, *Salisbury* y *Jaumann*, en el *apartado 3.3*. Se presenta un modelo teórico de la reflectividad R_m que se compara con las medidas experimentales realizadas sobre las estructuras anti-reflectantes preparadas para esta tesis (*apartado 3.4*). Finalmente, en los *apartados*

3.5 y 3.6, se calculan los valores de los parámetros electromagnéticos de los compuestos que forman las estructuras a partir de las medidas experimentales en “*free-space*”.

En el *Capítulo 4* se realiza un estudio exhaustivo de los diferentes métodos de extracción de los parámetros electromagnéticos de los materiales RAM mediante medidas de T/R con una guía de ondas rectangular para un rango de frecuencia en banda X. Se presenta el fundamento teórico de cada método y se realiza un análisis de cada uno de ellos (*apartado 4.3*). También se incluye, en el *apartado 4.4*, un estudio de cuánto varían la ϵ y la μ del compuesto con el porcentaje y el tipo de microhilo añadido en los materiales RAM en este rango de frecuencia. Para finalizar, en el *apartado 4.5* se comparan estos valores de ϵ y de μ con los obtenidos a partir de las medidas en “*free-space*” descritos en el *Capítulo 3*.

El *Capítulo 5* presenta un breve resumen de las teorías de mezclas, deteniéndose en la expuesta por Maxwell Garnet que es la que se ha aplicado en esta tesis para el cálculo teórico de la permitividad efectiva de los compuestos (*apartado 5.2*). Esta permitividad queda determinada, principalmente, por la permitividad de la matriz, la de las inclusiones y la forma de éstas (*apartado 5.3*). Para finalizar este capítulo, en el *apartado 5.4* se compara el valor de la permitividad calculada mediante la fórmula de Maxwell-Garnett con los valores obtenidos en los dos capítulos anteriores a partir de las medidas en “*free-space*” y en guía de ondas.

Para completar la tesis, el *Capítulo 6* recoge un resumen, las conclusiones generales extraídas del presente trabajo y una propuesta de futuras líneas de investigación.

1.3 ECUACIONES DE MAXWELL. REFLECTIVIDAD

En este apartado se presentan las ecuaciones electromagnéticas básicas con las que se va a trabajar en esta tesis que son, principalmente, las ecuaciones de Maxwell y la ecuación que describe una onda estacionaria. Se define la reflectividad y la transmisión sobre un material y se particulariza para el caso en que la onda electromagnética plana incide normalmente sobre una superficie anti-reflectante.

1.3.1 Ecuaciones de Maxwell

Las **Ecuaciones de Maxwell** describen los fenómenos electromagnéticos clásicos y en el S.I. se formulan del siguiente modo [3]:

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad 1.1$$

$$\nabla \times \vec{H} = -\frac{\partial \vec{D}}{\partial t} + \vec{J} \quad 1.2$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = \rho \quad 1.3$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad 1.4$$

Donde \vec{E} es el campo eléctrico, \vec{H} es el campo magnético, \vec{D} es la densidad de flujo eléctrico, \vec{B} es la densidad de flujo magnético, \vec{J} es la densidad de corriente eléctrica y ρ es la densidad de carga eléctrica [4]. Si la región del espacio no tiene carga eléctrica libre, entonces $\rho = 0$. Además, si el medio es isotrópico y lineal, \vec{D} , \vec{J} y \vec{B} se relacionan con las intensidades de \vec{E} y de \vec{H} mediante las llamadas **ecuaciones constitutivas**, que se muestran a continuación:

$$\vec{D} = \epsilon^* \vec{E} \quad 1.5$$

$$\vec{B} = \mu^* \vec{H} \quad 1.6$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad 1.7$$

El símbolo del asterisco indica que pueden adoptar valores complejos. Estos parámetros electromagnéticos se definen como:

$$\epsilon^* = \epsilon_0 \epsilon_r^* = \epsilon_0 (\epsilon_r' - i\epsilon_r'') \quad 1.8$$

$$\mu^* = \mu_0 \mu_r^* = \mu_0 (\mu_r' - i\mu_r'') \quad 1.9$$

donde $\epsilon_0 = 8.8510^{-12}$ F/m y $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ H/m, son la permitividad y la permeabilidad en el vacío, respectivamente, y ϵ_r^* es la permitividad relativa, μ_r^* la permeabilidad relativa y σ la conductividad del material. Estas ecuaciones indican que la respuesta de un material a una onda electromagnética está determinada, principalmente, por tres parámetros constitutivos, la permitividad, la permeabilidad y la conductividad. La ϵ_r^* describe el comportamiento de un material ante un campo eléctrico y la μ_r^* ante un campo magnético. Ambos parámetros se estudian en detalle en apartado 1.4 de este capítulo.

1.3.2 Onda electromagnética plana entre dos medios

Una onda electromagnética está compuesta de un campo eléctrico \vec{E} y un campo magnético \vec{H} , pueden propagarse tanto en el vacío como en medios materiales y representan transporte de energía (Fig. 1.1).. Los tres parámetros característicos de las ondas son: la longitud de onda λ , la frecuencia

f , y la velocidad de propagación v . Estas variables se relacionan entre sí mediante la siguiente igualdad [5]:

$$\lambda \cdot f = v \quad 1.10$$

siendo f la frecuencia a la que oscila la onda. Si la onda se trasmite en el vacío, su velocidad es la de la luz, $c_0 = 2.9810^8 \text{ m/s}$. En el caso de una onda plana \vec{E} y \vec{H} sólo varían a lo largo de la dirección de propagación z y tienen las componentes E_x y H_y distintas de cero.

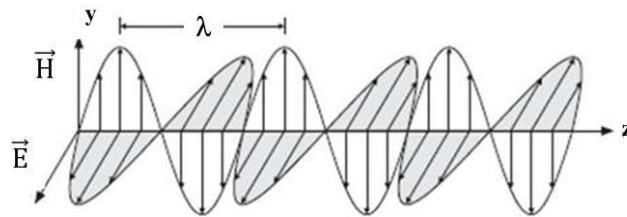


Fig. 1.1 Componentes \vec{E} y \vec{H} de una onda electromagnética propagándose en la dirección z .

La dirección de la onda queda determinada por el **vector de onda** \vec{k} , que está relacionado inversamente con la longitud de onda mediante la siguiente expresión:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\text{Re}(\vec{k}^*)} \quad 1.11$$

El espectro electromagnético recorre todas las frecuencias a las que puede trabajar una onda (Fig. 1.2). Las divisiones del espectro han surgido como consecuencia de los diferentes métodos utilizados para detectar cada tipo de radiación electromagnética [6].

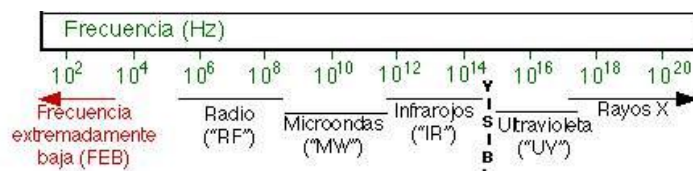


Fig. 1.2- Espectro electromagnético de frecuencias.

Como se ha indicado en la introducción, los estudios que se llevan a cabo en este trabajo están en el rango de frecuencia de las microondas. Dentro de este rango, a su vez, también se divide el espectro de frecuencia en distintas bandas (Tabla 1-1) [1].

Designación de la banda	Frecuencia (MHz)
HF	3-30
VHF	30-300
UHF	300-1.000
L	1.000-2.000
S	2.000-4.000
C	4.000-8.000
X	8.000-12.000
Ku	12.000-18.000
K	18.000-27.000
Ka	27.000-40.000
milímetros	40.000-300.000

Tabla 1-1 – Designación de las bandas de frecuencia en la región de las microondas.

Cuando una onda electromagnética alcanza un medio 2 desde un medio 1 en incidencia normal atravesando una lámina cuyo espesor es mucho menor que la longitud de penetración, parte se refleja, parte se trasmite y parte se absorbe por el material (*Fig. 1.3*). Si la onda incide sobre la superficie metálica, ésta se refleja completamente y no hay onda transmitida (*Fig. 1.4*). Una onda plana que viaja en la dirección del eje z, en un Medio 1, se expresa del siguiente modo:

$$\vec{E}_1 = E_{1i} e^{i(\omega t - k_1^* z)} + E_{1r} e^{i(\omega t + k_1^* z)} \quad 1.12$$

$$\vec{H}_1 = H_{1i} e^{i(\omega t - k_1^* z)} + H_{1r} e^{i(\omega t + k_1^* z)} \quad 1.13$$

Y en el Medio 2:

$$\vec{E}_2 = E_{2t} e^{i(\omega t - k_2^* z)} \quad 1.14$$

$$\vec{H}_2 = H_{2t} e^{i(\omega t - k_2^* z)} \quad 1.15$$

donde k_1^* es el vector de onda, E_{1i} representa la amplitud del campo eléctrico incidente y E_{1r} la amplitud del campo eléctrico reflejado, H_{1i} representa la amplitud del campo magnético incidente y H_{1r} es la amplitud del campo magnético reflejado, en el Medio 1. Y, por otro lado, k_2^* es el vector de onda, E_{2t} representa la amplitud del campo eléctrico transmitido y H_{2t} representa la amplitud del campo magnético transmitido en el Medio 2.

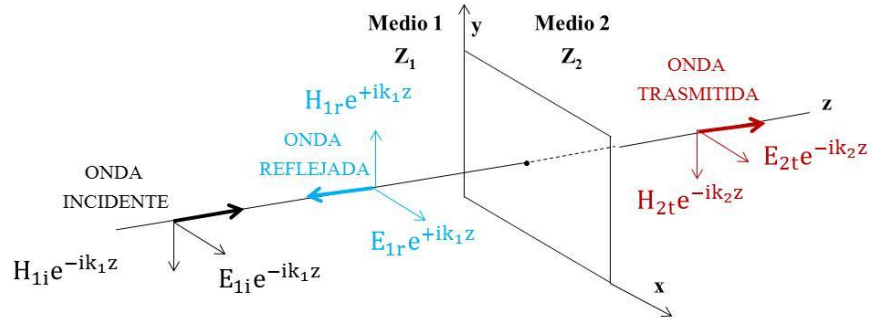


Fig. 1.3 – Esquema de la onda incidente desde un medio 1 a un medio 2, de la onda reflejada y de la onda transmitida, suponiendo incidencia normal.

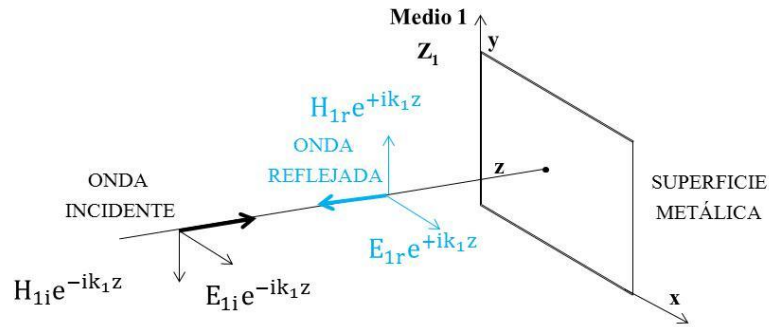


Fig. 1.4 – Esquema de la onda incidente desde un medio 1 sobre una superficie metálica y de la onda reflejada, suponiendo incidencia normal. No hay onda transmitida.

Las **condiciones de frontera o de contorno** en la superficie de separación entre dos medios implican que se ha de conservar la componente tangencial tanto del campo eléctrico como del campo magnético entre ambos medios [7]:

$$\vec{E}_1|_t = \vec{E}_2|_t \quad 1.16$$

$$\vec{H}_1|_t = \vec{H}_2|_t \quad 1.17$$

La razón entre el campo eléctrico \vec{E}_1 y el campo magnético \vec{H}_1 en un Medio 1 supuestamente infinito se denomina **impedancia característica de un material** [8] y se define como:

$$Z^* = \frac{\vec{E}_1(x)}{\vec{H}_1(y)} = \sqrt{\frac{\mu^*}{\epsilon^*}} \quad 1.18$$

En el vacío, el valor de la impedancia es $Z_0^* = \sqrt{\mu_0^*/\epsilon_0^*} \approx 377 \, \Omega$.

1.3.3 Reflectividad y Transmisión

La onda incidente desde el Medio 1 al Medio 2, propagándose en la dirección de eje z, se expresa del siguiente modo, considerando incidencia normal (*Fig. 1.5*) [9]:

$$\vec{E}_i = E_{1i} e^{-ik_1^* z} \quad 1.19$$

$$\vec{H}_i = H_{1i} e^{-ik_1^* z} = -\frac{E_{1i}}{Z_1^*} e^{-ik_1^* z} \quad 1.20$$

donde E_{1i} es la amplitud del campo eléctrico de la onda incidente, H_{1i} es la amplitud del campo magnético de la onda incidente, Z_1^* es la impedancia del medio 1 y k_1^* el vector de ondas en el medio 1. La onda reflejada en el medio 1 se expresa como:

$$\vec{E}_r = E_{1r} e^{+ik_1^* z} \quad 1.21$$

$$\vec{H}_r = H_{1r} e^{+ik_1^* z} = \frac{E_{1r}}{Z_1^*} e^{+ik_1^* z} \quad 1.22$$

donde E_{1r} es la amplitud del campo eléctrico de la onda reflejada y H_{1r} es la amplitud del campo magnético de la onda reflejada. Finalmente, la onda transmitida al medio 2 se expresa del siguiente modo:

$$\vec{E}_t = E_{2t} e^{-ik_2^* z} \quad 1.23$$

$$\vec{H}_t = H_{2t} e^{-ik_2^* z} = -\frac{E_{2t}}{Z_2^*} e^{-ik_2^* z} \quad 1.24$$

con E_{2t} es la amplitud del campo eléctrico de la onda transmitida, H_{2t} es la amplitud del campo magnético de la onda transmitida, Z_2^* es la impedancia y k_2^* el vector de ondas en el Medio 2. La inversión del vector de ondas conlleva un cambio de signo en la razón de las amplitudes por (1.1). Si se aplican las condiciones de contorno (1.16) y (1.7) en $x=0$:

$$E_{1i} + E_{1r} = E_{2t} \quad 1.25$$

$$-\frac{E_{1i}}{Z_1^*} + \frac{E_{1r}}{Z_1^*} = \frac{E_{2t}}{Z_2^*} \quad 1.26$$

Y si se resuelve el sistema de ecuaciones formado por (1.25) y (1.26) se obtiene:

$$E_{1r} = r^* . E_{1i} \quad 1.27$$

$$E_{2t} = t^* . E_{1i} \quad 1.28$$

donde las letras r^* y t^* representan los llamados coeficiente de reflexión local o reflectividad local y coeficiente de transmisión local o transmisión local, respectivamente, y su definición se expone a continuación.

El **coeficiente de reflexión local** entre un medio 1 y un medio 2 se define como la relación entre la amplitud del campo eléctrico reflejado respecto a la amplitud del campo incidente de la onda electromagnética,

$$r_{12}^* = \frac{E_{1r}}{E_{1i}} \quad 1.29$$

Si se dispone de una única frontera entre dos medios, la resultante de la onda reflejada es igual a la onda reflejada por dicha superficie, sea esta superficie la frontera entre dos medios o entre un medio y un conductor (*Fig. 1.5*). Pero si se dispone en el esquema multicapa de n superficies, la onda reflejada realmente es la resultante de la suma de todas las ondas reflejadas por cada una de las superficies (*Fig. 1.6*). En este caso, el coeficiente de reflexión se denomina **reflectividad** y se denota por R , como se ha visto en el apartado 1.1 de este capítulo:

$$R^* = \frac{\sum_{n=1}^N E_{1r}}{E_{1i}} \quad 1.30$$

donde el símbolo Σ indica la suma de todas las ondas reflejadas por cada una de las capas, siendo N el número de capas de la estructura.

El **coeficiente de transmisión local** entre los medios 1 y 2 se define como la relación entre la amplitud del campo eléctrico transmitido respecto a la amplitud del campo incidente de la onda electromagnética:

$$t_{12}^* = \frac{E_{2t}}{E_{1i}} \quad 1.31$$

Pero si se dispone en el esquema multicapa de n superficies, la onda transmitida total realmente es la resultante de la suma de todas las ondas transmitidas en cada una de las superficies. En este caso, el coeficiente de transmisión local se denomina **transmisión** y se denota por T :

$$T^* = \frac{\sum_{n=1}^N E_{2t}}{E_{1i}} \quad 1.32$$

donde el símbolo Σ indica la suma de todas las ondas transmitidas por cada una de las capas, siendo N el número de capas de la estructura.

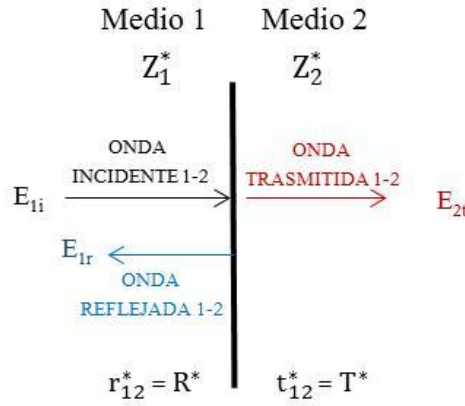


Fig. 1.5 – Reflectividad local o coeficiente de reflexión local r_{12}^* y transmisión local o coeficiente de transmisión local t_{12}^* entre dos medios.

La solución que se deriva del sistema de ecuaciones formado por (1.25) y (1.26) en función de las variables r_{12}^* y t_{12}^* definidas en (1.27) y (1.28) es la siguiente:

$$r_{12}^* = \frac{Z_2^* - Z_1^*}{Z_2^* + Z_1^*} \quad 1.33$$

$$t_{12}^* = \frac{2Z_2^*}{Z_2^* + Z_1^*} \quad 1.34$$

El coeficiente de reflexión y el coeficiente de transmisión se relacionan entre ellos mediante la siguiente igualdad, en un medio sin pérdidas:

$$|r_{12}^*|^2 + |t_{12}^*|^2 = 1 \quad 1.35$$

Si tras la última capa se sitúa una superficie metálica no hay onda transmitida, por lo que $T=0$. La reflectividad se denomina en este caso R_m , donde el subíndice hace referencia a la capa metálica (Fig. 1.7).

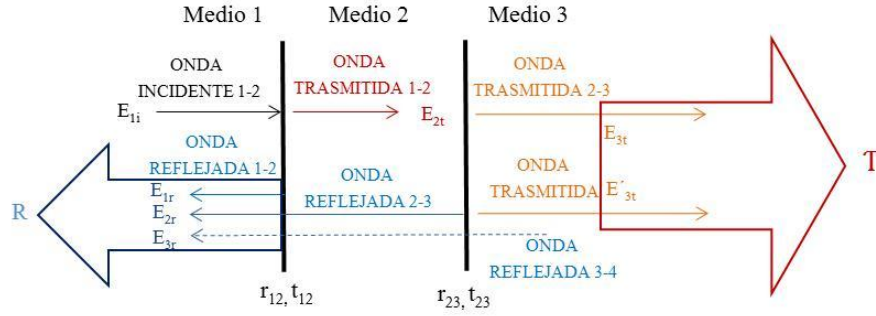
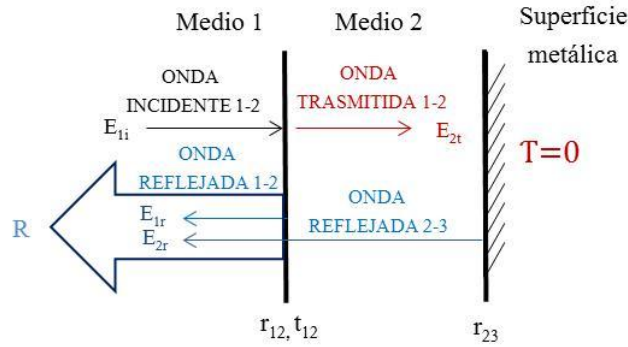
Fig. 1.6 – Reflectividad y transmisión sobre una estructura de n capas

Fig. 1.7 - Reflectividad sobre una estructura sobre una superficie metálica

1.4 PARÁMETROS ELECTROMAGNÉTICOS

La reflectividad \mathcal{R} y la transmisión \mathcal{T} están íntimamente relacionadas con la impedancia Z^* y con el vector de onda k^* por (1.33) y (1.34). Esta, a su vez, depende de los parámetros electromagnéticos ϵ^* y μ^* por (1.18). Esto pone de manifiesto la importancia de conocer los valores de dichos parámetros a la hora de estudiar el comportamiento de una onda electromagnética cuando incide sobre un material.

1.4.1 Permitividad eléctrica

La permitividad es un parámetro físico que describe *cómo un campo eléctrico afecta y es afectado por un medio* [10]. Se denomina con la letra griega “épsilon” (ϵ) y se define como [11]:

$$\epsilon^* = \epsilon_0 \epsilon_r^* \quad 1.36$$

siendo ϵ_0 la permitividad en el vacío, cuyo valor es $8,8541878176 \times 10^{-12}$ F/m y ϵ_r la permitividad relativa del material. Ésta puede ser dependiente de otros parámetros, como de la temperatura, la dirección de propagación (cuando esto sucede, se pueden dividir los materiales en isotrópicos, si la permitividad no es función de la dirección, o anisótropos, en caso de presentar dicha dependencia), la frecuencia o las tensiones mecánicas. Se muestra en la *Tabla 1-2* los valores de la permitividad relativa para algunos materiales [12].

La permitividad relativa de un gran número de materiales es un número complejo y se expresa del siguiente modo:

$$\epsilon_r^* = \epsilon_r' - i\epsilon_r'' \quad 1.37$$

donde ϵ_r' corresponde a la parte real y ϵ_r'' a la parte imaginaria. El cociente entre ambas define la **tangente de pérdidas** como:

$$\tan \delta_c = \frac{\epsilon_r''}{\epsilon_r'} \quad 1.38$$

La parte real de la permitividad, ϵ_r' , o **constante dieléctrica**, es la parte reactiva de la permitividad, es decir, representa una medida relativa de la densidad de energía electromagnética que se almacena en el interior del material. El mínimo valor que puede adoptar es 1, que corresponde al vacío. El aire posee una constante dieléctrica relativa de 1.0006, aproximadamente, y el resto de sólidos y líquidos posee una constante dieléctrica relativa mayor que 1. Su valor depende de muchos factores diferentes: la densidad, la humedad, la temperatura, composición, microestructura o la frecuencia.

La parte imaginaria de la permitividad, ϵ_r'' , o **factor de pérdidas**, es una medida de lo disipativo que es el medio, es decir, da una idea de cuánto puede atenuarse la energía de la onda que se propague por él. Dos son los mecanismos de pérdidas incluidos en este término:

$$\epsilon_r'' = \epsilon_{rd}'' - \frac{\sigma}{\epsilon_0 \omega} \quad 1.39$$

El primer término representa las pérdidas provocadas por el comportamiento de los dipolos o pérdidas dieléctricas y el segundo son las pérdidas por conducción que aparecen por el movimiento libre de los portadores de carga, cuya magnitud viene representada por la conductividad σ . Para materiales de alta conductividad puede despreciarse el primer término ya que $\sigma \gg \omega \epsilon_0$.

Material	Permitividad relativa, ϵ_r
Aire	1,00059
Agua (20°C)	81
PVC	3,2
Teflón	2,01
Plexiglás	2,55
Vidrio	6
Pintura (PPG)	3,7

Tabla 1-2 – Valores de la permitividad relativa de algunos materiales

Por ejemplo, para el Cu el valor de la $\sigma = 10^7 S/m$. Si, además, se tiene en cuenta que se trabaja en frecuencias del orden de GHz y que $\epsilon_0 = 8,8541878176 \times 10^{-12}$ [13] se cumple esta desigualdad (1.39), pues $10^7 \gg 10^{-3}$.

1.4.2 Permeabilidad magnética

La permeabilidad magnética es un parámetro físico que describe cómo un material *afecta y es afectado por un campo magnético* [14]. Se denomina con la letra griega “mu” (μ) y se define como:

$$\mu^* = \mu_0 \mu_r^* \quad 1.40$$

siendo μ_0 la permitividad en el vacío, cuyo un valor es $4\pi \times 10^{-7}$ H/m y μ_r^* la permitividad relativa del material [15]. Al igual que sucede con la permitividad, la permeabilidad puede ser dependiente de otros parámetros, como de la temperatura, la frecuencia, o la dirección de propagación. En la *Tabla 1-3* se muestran los valores de la permeabilidad relativa de algunos materiales [16].

La permeabilidad magnética relativa de un gran número de materiales es un número complejo y se expresa del siguiente modo:

$$\mu_r^* = \mu_r' - i\mu_r'' \quad 1.41$$

donde μ_r' corresponde a la parte real y μ_r'' a la parte imaginaria. El cociente entre ambas se define como la **tangente de pérdidas magnéticas**:

$$\tan \delta_\mu = \frac{\mu_r''}{\mu_r'} \quad 1.42$$

La parte real de la permeabilidad μ_r' se denomina permeabilidad magnética elástica y da idea de la energía magnética que se almacena en un material. Como se ha señalado anteriormente, puede ser

dependiente de la frecuencia. La parte imaginaria de la permeabilidad μ_r'' representa las pérdidas magnéticas debidas a varios procesos como a corrientes magnéticas, histéresis o viscosidad y se conoce como factor de pérdidas de la permeabilidad magnética [17].

Material	Permeabilidad relativa, μ^*
Aluminio	1,000032
Cobre	0,9999902
Magnesio	1,000012
Nitrógeno	1,000000
<i>Tabla 1-3 – Valores de la μ_r de algunos materiales.</i>	

1.5 MATERIALES COMPUESTOS

Los materiales RAM que se emplean en las estructuras anti-reflectantes pueden ser simples o compuestos. Estos últimos están formados por dos o más ingredientes, llamados fases, cada uno de los cuales poseen diferentes propiedades [18]. La fase principal puede adoptar diferentes nombres: matriz, base, host, etc.,... A lo largo de este trabajo se emplea la denominación de matriz para referirnos a esta fase principal. La otra fase consiste en inclusiones dispersadas en la matriz. Las distintas denominaciones que se han encontrado en la literatura revisada: huéspedes (*guests*), aditivos (*aditives*), partículas (*particles*),....

Cuando el compuesto está formado por dos fases, la matriz y un tipo concreto de inclusiones, se dice que es un compuesto bifásico. Si tiene más de un tipo de aditivo se llaman multifásicos. La matriz puede ser de una amplia gama de diferentes materiales, desde polímeros, pasando por resinas, hasta pinturas. Las inclusiones pueden ser de materiales dieléctricos, conductores o magnéticos y pueden presentar forma de esferas, fibras, elipsoides, discos o hilos. Los materiales que se emplean en esta tesis son compuestos bifásicos, formados por una matriz de pintura con inclusiones de microhilos magnéticos.

En este apartado se realiza un resumen de los posibles materiales que se emplean como elementos para la fabricación de los compuestos que se emplean en los dispositivos anti-reflectores. El apartado 1.5.1 contiene un resumen de las principales matrices empleadas habitualmente, destacando el caso de la pintura. En el siguiente apartado, el 1.5.2 se realiza una revisión de los elementos que se han empleado como inclusiones a lo largo de los años, haciendo especial énfasis en los microhilos magnéticos, los empelados como aditivos en esta tesis.

1.5.1 Matrices

Las matrices actúan como soporte de las inclusiones. Las características que hacen de un material una buena matriz son la facilidad de fabricación, una buena admisión de todo tipo de partículas que actúan como aditivos y una cómoda aplicación. Entre las matrices más empleadas en la fabricación de materiales absorbentes para frecuencias de microondas se encuentran, principalmente, las resinas [19], [20], las espumas de poliuretano [21], [22], las siliconas de caucho (se las conoce por el nombre de sili-caucho) [23], [24] y las pinturas.

El empleo de pinturas como matrices de los compuestos se ha incrementado en los últimos años debido a su creciente aplicación en el mundo militar [25] y en el civil [26]. Las pinturas pueden ser de diferentes tipos; al agua, con disolvente, que precise de catalizador para su curación o pinturas tipo elastómeros. Todas ellas tienen en común una serie de características que hacen de la pintura uno de los materiales óptimos para la fabricación de materiales absorbentes.

A diferencia de otras matrices, la pintura destaca porque se puede aplicar prácticamente sobre cualquier superficie, bien mediante brocha, rodillo, pistola o "airless". Esto implica que un objeto que ya está construido puede volverse anti-reflectante con sólo añadirle una capa de compuesto formado por pintura más algún tipo de aditivo. Las pinturas admiten bastantes tipos de inclusiones, aunque el inconveniente que puede surgir se debe a que la pintura interactúe químicamente sobre estos aditivos si no están recubiertos. Por ejemplo, los microhilos magnéticos poseen una capa de vidrio externa que hace las funciones de barrera protectora contra la corrosión, al igual que muchas partículas de óxido de hierro que poseen una capa cerámica externa que impide su deterioro [27].

1.5.2 Inclusiones

Las inclusiones o aditivos influyen en las propiedades electromagnéticas del compuesto mediante su contribución con la permitividad, la permeabilidad y la conductividad [28]. Los aditivos pueden ser dieléctricos o magnéticos, con forma de esferas, elipsoides o fibras y con tamaños en el orden del nano o del micro. Es muy importante la relación de aspecto que presentan las inclusiones, que relaciona el diámetro con la longitud, pues una relación de aspecto elevado puede aumentar el valor de la permitividad efectiva del compuesto, como se verá a lo largo de este trabajo.

Las inclusiones dieléctricas influyen en las propiedades del compuesto mediante la permitividad, pues al no ser materiales magnéticos su permeabilidad es igual a la unidad. Los materiales compuestos con este tipo de inclusiones presentan una gran variedad de aplicaciones en el mundo de las microondas, como radar de absorción materiales o como amortiguadores de microondas para cámaras anecoica [29]. Algunos de las partículas más empleadas son óxidos de cromo, aluminio y

cobre, acero, agua, metales evaporados o aleaciones de Níquel y Cromo e hilos metálicos [30], [31], [32]. En los últimos años han adquirido gran protagonismo las fibras de vidrio [33], [34] y los polímeros conductores [35], [36], como los nanotubos de carbono o las nanofibras [37], el polypyrrolle [38] o la polianilina [39], [40].

Las inclusiones magnéticas se diferencian de los aditivos no magnéticos en que tienen un valor de la permeabilidad distinto de la unidad. Este hecho puede afectar al comportamiento de la onda electromagnética cuando incide sobre un material y puede dotar al compuesto de propiedades anti-reflectantes novedosas. Los aditivos magnéticos más empleados como inclusiones en la matriz son partículas esféricas magnéticas (cuyo tamaño oscila desde el nano hasta la micras) y microhilos magnéticos de diferentes composiciones. En ambos casos, la frecuencia de absorción está relacionada con el tamaño y forma de la partícula [41]. Aunque su aplicación no es tan común, también se han estudiado inclusiones de plata [42].

1.5.2.1 Inclusiones de esferas de Fe

Las inclusiones más típicas son partículas de diferentes aleaciones de hierro [43], de Hierro Carbonilo ("*Carbonyl Iron*" del inglés) [44], [45] y de Hexaferritas [46], principalmente, aunque en los últimos años se está probando con un gran cantidad de nuevas partículas, como las de FeNb [47] o las de NiZn [48]. Las primeras patentes de dispositivos para reducción de la reflectividad basados en partículas de Fe datan de los años 30, pero también se pueden encontrar más patentes en las década de los noventa [49]. Esto demuestra que estas inclusiones siguen siendo muy apropiadas para el mundo de la absorción en frecuencias de microondas hoy en día [50].

Las partículas de *carbonyl iron* se emplean de modo habitual como aditivos para la fabricación de compuestos para las estructuras anti-reflectantes [51]. Estas nanopartículas pueden adquirirse comercialmente o bien prepararse en el laboratorio. Presentan alto valores de permitividad y de permeabilidad (este última muestra gran dependencia con la frecuencia) comparados con otras partículas basadas en Fe. La densidad es variable y está en torno a los 8gr/cm³. En la bibliografía revisada se encuentran dispersas en matrices de siliconas o resinas de epoxy, principalmente. Pero presentan un gran inconveniente, su elevado peso. Para conseguir en estos compuestos altos valores de permitividad y de permeabilidad, es necesario añadir cantidades de un 40-50% en peso, lo que limita su uso en muchas de las aplicaciones posibles [52]. También se ha probado con este tipo de aleación pero en forma de fibras [53]. En algunos casos se han conseguido desplazamiento de los niveles de absorción a frecuencias por encima de los 100GHz. En otros artículos se muestran buenos niveles de absorción en banda X

para concentraciones de un 2,5%, con unas relaciones de aspecto que oscilan entre 50 y 200. Estas fibras resultan muy interesantes y son un buen candidato como inclusiones magnéticas.

1.5.2.2 Inclusiones de Microhilos Magnéticos

Los microhilos son materiales amorfos metálicos [54], [55]. Resaltan entre otros aditivos por dos propiedades diferenciadoras: su estructura heterogénea y sus dimensiones. Durante el proceso de fabricación se funden simultáneamente la aleación metálica y el crisol de pírex que la alberga y así se produce un material heterogéneo formado por un núcleo metálico cilíndrico que esta rodeado de una capa externa de vidrio (*Fig. 1.8*) [56]. También se ha de destacar su bajo nivel de corrosión, que permite introducirlos en las pinturas, o en otras matrices, sin que sufran deterioro [57].

La composición típica de las dos familias principales de microhilos es TM_xM_y , con Fe y/o Co como TM y metaloides como Si o B como M. El contenido x está, típicamente, en el rango de 70-80%. Para mejorar las propiedades mecánicas y la corrosión también se añaden elementos como Cr, Mn, Al, Cu o Nb [58].

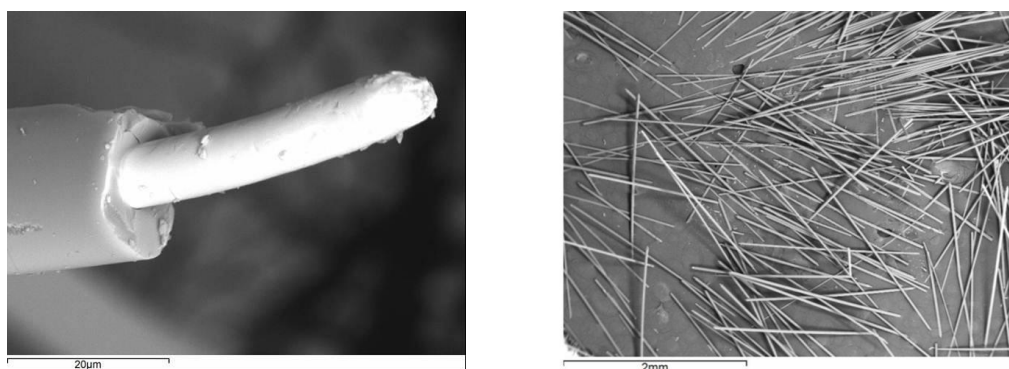


Fig. 1.8 - Imagen de un microhilo tomada por SEM. (Centro Nacional de Microscopía Electrónica, UCM.) a) x20 aumentos, b) x2000 aumentos.

El diámetro del núcleo metálico es extremadamente pequeño, variando entre 1 y 30 micras típicamente. Los microhilos con los que se va a trabajar en esta tesis tienen un diámetro del núcleo de entre 5 y 9 micras, y uno externo de entre 20 y 30 micras, aproximadamente. Para emplearlos como inclusiones se han cortado a longitudes de 2mm (*Fig. 1.8*). Esto implica que los microhilos tienen una relación de aspecto muy elevada comparada con otros aditivos. Por

ejemplo, para un microhilo unas dimensiones típicas pueden ser 2mm de longitud y 10 μ m de diámetro, lo que implica que la relación de aspecto es de:

$$\frac{l}{d} \approx \frac{2000\mu\text{m}}{10\mu\text{m}} = 200 \qquad \frac{l}{d} \approx \frac{5\mu\text{m}}{5\mu\text{m}} = 1$$

Sin embargo, para una inclusión con forma de esfera, donde la longitud coincide con el diámetro, la relación de aspecto es unos dos órdenes de magnitud menor que en los microhilos.

Estas dos características, su estructura heterogénea y su relación de aspecto, hacen que estos materiales presenten una fenomenología ausente en los hilos de mayores dimensiones. La presencia de la capa de vidrio se traduce, en términos magnéticos, en la aparición de una fuente adicional de tensiones, que se acoplan magneto elásticamente para dar lugar a una anisotropía magnética que determina la estructura de dominios del material [59]. La intensidad de estas tensiones depende fundamentalmente de la relación de diámetros entre el núcleo metálico y la capa de vidrio, y puede ser modificada durante el proceso de fabricación, o con tratamientos posteriores. También depende de la composición y de las dimensiones [60]. Por otra parte, sus reducidas dimensiones aumentan el interés general suscitado por los materiales amorfos desde un punto de vista tecnológico [61], [62].

Un fenómeno característico que poseen los microhilos en el rango de frecuencias de microondas es la resonancia ferromagnética [63], [64]. Se manifiesta como un aumento anómalo de la absorción de radiación electromagnética por parte de un material cuando se cumplen unas determinadas condiciones de frecuencia y campo magnético. Principalmente, el origen de este fenómeno esta en la precesión de los momentos magnéticos alrededor de la dirección fijada por el campo.

La composición de los microhilos es muy determinante para sus propiedades [58]. Poseen gran interés los microhilos con características magnéticas suaves, para los que el Fe, el Ni y el Co son los principales elementos de la aleación. Para el caso de los microhilos amorfos, los elementos que se añaden para hacerlo amorfo, son el Si, B, C y Al.

1.5.3 Compuestos basados en microhilos magnéticos

Los compuestos formados por una matriz con inclusiones de microhilos ferromagnéticos amorfos comenzaron a estudiarse a finales de la década de los 90 [65]. Se plantearon dos teorías, dependiendo de la longitud de onda, tamaño y concentración de las inclusiones, para explicar el comportamiento de estos compuestos. Cuando la longitud de onda es mucho mayor que el tamaño característico del microhilo y su concentración está por debajo del volumen de percolación, los

parámetros efectivos del compuesto pueden determinarse por medio de la aproximación del campo medio y de las "teorías de mezclas". Sin embargo, cuando el tamaño de la inclusión es del orden de la longitud de onda y se posee una alta concentración, las inclusiones actúan como antenas cuando son irradiadas por una onda electromagnética, ya que ésta induce un momento eléctrico dipolar en cada inclusión [66].

Pero no fue hasta el año 2000 en que aparecieron los primeros trabajos de investigación sobre las propiedades de sintonización de estos compuestos, donde se presentaban unos compuestos con microhilos ordenados paralelos entre sí formando una red y donde se exponía cómo la respuesta dieléctrica dependida enormemente de las propiedades magnéticas de los microhilos cuando se aplicaba un campo magnético sobre el compuesto [67], [68]. Las propiedades de sintonización dotan a los compuestos con microhilos de unas propiedades muy particulares para las aplicaciones tanto en el mercado militar como en el civil.

Este modelo de compuesto con microhilos orientados ha sido el más estudiado desde entonces [69]. Se ha presentado la fabricación de compuestos para controlar la radiación electromagnética de los dispositivos electrónicos y de telecomunicaciones [70]. También han integrado los microhilos en elementos de construcción para la detección de defectos o daños en las estructuras internas, ya que permiten la monitorización remota de la fatiga [71].

Los compuestos con microhilos dispersos de forma aleatoria también han sido estudiados en los últimos años [72], [13]. Estos compuestos pueden emplearse como recubrimientos de objetos que "atrapen" la radiación electromagnética en una frecuencia o rango de frecuencias deseado [73], [74]. Por ejemplo, una de las aplicaciones desarrolladas por MICROMAG se basa en el recubrimiento de embarcaciones consiguiendo la reducción de su firma radar en determinadas frecuencias. También se ha estudiado la preparación de compuestos en matrices de resina para el diseño de palas de aerogeneradores, ya que los campos eólicos situados cerca de aeropuertos y puertos interfieren con las telecomunicaciones y sistemas de seguridad [75].

1.6 REFERENCIAS Y BIBLIOGRAFÍA

- 1 E. F. Knott, J. F. Shaeffer, M. T. Tuley, "*Radar Cross Section*", Scitech Publishing INC. (2004)
- 2 J.Y. Chung, "*Broadband Characterization Techniques for RF Materials and Engineered Composites*" (2010)
- 3 R.P. Feynman, L.B. Leighton, M. Sands, "*Lectures of Physics*", Addison-Wesley Publishing Company (1964)
- 4 D. A. Hill, "*Electromagnetic Fields in Cavities Deterministic and Statistical Theories*", IEEE Press Series on Electromagnetic Wave Theory (2009)
- 5 C. K.Yuzcelik , Thesis "*Radar Absorbing Material Design*" (2003)
- 6 "*Electronic Warfare and radar Systems Engineering Handbook*", Naval Air Systems Command and Naval Air Warfare Center (1999)
- 7 D.M. Pozar, "*Microwave Engineering*", Addison Wesley Publishing Company (1990)
- 8 S. J. Orfanidis, "*Electromagnetic Waves and Antennas*" (2008)
- 9 A.R. Von Hippel, "*Dielectric and Waves*", Chapman and Hall (1954)
- 10 <http://iupsm.files.wordpress.com/2010/08/permitividad.pdf>.
- 11 M. V. Akhterov, "*Microwave Absorption in Nanostructures*", Thesis (2010)
- 12 V. Komarov, S. Wang, J. Tang, "*Permittivity and Measurements*", Encyclopedia of RF and Microwave Engineering, 308 1-20 (2004)
- 13 A.G.Gorriti, Marin, D.Cortina, A.Hernando, Journal of Magnetism and Magnetic Materials (2009)
- 14 R.C. Dorf. "*Electrical Engineering Handbook*", Crc. Press (1997)
- 15 S. Velayos, "*Introducción al Magnetismo*", Editorial Complutense (1974)
- 16 G.W.C Kaye,T.H Laby, "*Physical and Chemical Constants*" (2003)
- 17 P. García , "*Fundamentos de la Prospección con Radar de Subsuelo*" (2008)
- 18 M. Koledintseva, "*Advanced Electromagnetics*", EE-471 (2009)
- 19 A. Yosuf, "*The Development of Microwave Absorber from Oil Palm Shell Carbon*", Tesis (2004)
- 20 K.H. Wu, T.H. Ting, G.P. Wang, W.D. Ho, C.C. Shih , Polymer Degradation and Stability, 93, 483 (2008)
- 21 R. E. Díaz, M.C. Squires, M.C. Miller, US Patent 5594218 (1997)
- 22 T. M. Conolly, E. J. Luoma, US Patent 4003660 (1977)
- 23 L.C. Folgueras, M.A.Alves, M. C. Rezende, Materials Research, 13 (2), 197-201 (2010)
- 24 <http://dentizta.ccadet.unam.mx/MATERIALESDENTIZTA/Recursoseducativos/materialdimpresion/CONTENIDO S/SILICONAS.htm>
- 25 LC. Folgueras, M.A.Alves, M. C. Rezende , Journal of Aerospace Technology and Management, 2, 1 (2010)
- 26 T. Y. Otoshi, R. Cirillo, Jr. and J. Sosnowski, TMO Progress Report 42-138 (1999)

-
- 27 X. Pan, G. Mu, H. Shen, M. Gu, *Applied Surface Science*, 253, 4119 (2007)
 - 28 M.Y. Koledintseva, R.E. DuBro, and R.W. Schwartz, *Progress In Electromagnetics Research*, 99, 131 (2009)
 - 29 <http://www.siepel.com/en/siepel-international/product/ferrites-fe>
 - 30 B. C. Pratt, US Patent 2992425. (1961)
 - 31 H. V. G. Stubbs,, B.V.A. Wickenden, W.G. Howell, E.D. Perry, UK Patent GB2058469A (1981)
 - 32 W. A. Janos, US Patent 5298903 (1994)
 - 33 E. A. Ossa, F. Cano, *Sciencia et Technica*, XVIII, 036 (2007)
 - 34 J.L. Wojkiewicz, S. Fauveaux, N. Redon and J.L. Miane, *International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics*, 19, 203 (2004)
 - 35 D. Micheli et all, "*Advances in Nanocomposites - Synthesis, Characterization and Industrial Applications*" (2011)
 - 36 P. Chandrasekhar, "*Conducting Polymers, Fundamentals and Applications: A Practical Approach*" Kluwer Academic Publishers: London (1999)
 - 37 J-B Kim, S-Kwan Lee, C-G Kim, *Composites Science and Technology* , 68 2909–2916 (2008)
 - 38 Woo June Kwon, Dong Hack Suh, Byung Doo Chin, Jae-Woong Yu, *Journal of Applied Polymer Science*, 110, 1324–1329 (2008)
 - 39 S.M. Abbas, M.Chandra, A. Verma, R. Chatterjee, T.C. Goel, *Composites: Part A* 37, 2148 (2006)
 - 40 J. Honey, M. T. Rinku , J. Joe, K.T. Mathew, J. Rani, *Polymer Composites*, 589 (2007)
 - 41 M. S. Kim, E. H. Min, J. G. Koh, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* 321, 581 (2009)
 - 42 R. Groenen, "*Electrical and Microwave Characteristics of Silver Nanoparticle Composites*", University of Twente Enschede, (2010)
 - 43 N. N. Al-Moayed, Mohammed N. Afsar, Usman A. Khan, Sean McCooey, and Mahmut Obol, *IEEE Transactions on Magnetism*, VOL. 44, NO. 7, JULY 2008
 - 44 G.Tong, We.Wu, Q.Hua, Y. Miao, J. Guan, H. Qian, *Journal of Alloys and Compounds* 509, 451 (2011)
 - 45 J.L. Arias, V. Gallardo, F. Linares-Molinero, A.V. Delgado, *Journal of Colloid and Interface Science*, 299, 599 (2006)
 - 46 S. Ruan, B. Xu, H. Suo, F. Wu, S. Xiang, M. Zhao, *Journal of Magnetism and Magnetic Materials* 212, 175 (2000)
 - 47 V. B. Bregar, *IEEE Transactions on Magnetism*, 40, 3, (2004)
 - 48 H. Y. Æ Ying, L. Jianfeng, Z. Æ, F. Wang, *Journal of Materials Science: Materials in Electronics*, 21, 368 (2010)
 - 49 F. Mayer, US Patent 5872534 (1999)
 - 50 H.Ismail, S.T. Sam, A.F. Mohd and A.A. Bakar, *Polymer-Plastics Technology and Engineering*, 46, 641 (2007)
 - 51 A. M. Gama, M. C. Rezende, *Journal of Aerospace Technology and Management*, 2, 1, (2010)
 - 52 R. B. Yang, S. D. Hsu, C. K. Lin, *Journal of Applied Physics*, 105, 07A527 (2009)

-
- 53 L. Y. Liu, L. Z. Wu, X. Wang, R. Z. Gong, and H. H. He, IEEE Transactions on Magnetics, , 44, 12, (2008)
- 54 P. Marín, A. Hernando "*Magnetic Microwires: Fabrication, Magnetic Properties and Applications*" Encyclopedia of Materials: Science and Technology, Elsevier (2003)
- 55 M. Vázquez, A. Adenot-Engelvin, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 321, 2066–2073 (2009)
- 56 G. F. Taylor, Physics Review, 23, 655 (1924)
- 57 A. Hernando "*Nuevos Materiales: los Vidrios Metálicos*" (1987)
- 58 A. Zhukov, J. González, M. Vázquez, V. Larin, A. Torcunov, "*Encyclopedia of Nanoscience and Nanotechnology*", 6, 365 (2004)
- 59 M. Vázquez, A.P. Zhukov, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 160, 223 (1996)
- 60 S. Deprot, A.L. Adenot, F. Bertin, O. Acher, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 242, 247 (2002)
- 61 P. Marín, A. Hernando, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 215-216, 729 (2000)
- 62 A. Zhukov, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 242–245, 216–223 (2002)
- 63 M. Dominguez, J. M. Garcia-Beneytez, M.Vazquez, .E. Lofand, S.M. Bhagat, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 249, 117 (2002)
- 64 V.A. Tulin, M.V. Astahov, A.O. Rodin, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 258–259, 201 (2003)
- 65 S. A. Baranov. Physi: letters 24, 549 (1998)
- 66 D.P. Makhnovskiy, L.V.Panina, Progress in Ferromagnetic Research, Editor V.N. Murray, 257-295 (2005)
- 67 O. Reyner, O. Archer, Physical Review B 66, 094412 (2002)
- 68 D. P. Makhnovskiy and L. V. Panina, Journal of Applied Physics, 93, 7 (2003)
- 69 S. N. Starostenko, K. N. Rozanov, A. V. Osipov, , Journal of Magnetism and Magnetic Materials 298, 56 (2006)
- 70 F. X. Qin, H. X. Peng, N. Pankratov, M. H. Phan, L. V. Panina, M. Ipatov, V. Zhukova, A. Zhukov, and J. Gonzalez, Journal of Applied Physics 108, 044510 (2010)
- 71 F. X. Qin, N. Pankratov, H. X. Peng, M. H. Phan, L. V. Panina, M. Ipatov, V. Zhukova, A. Zhukov, and J. Gonzalez, Journal of Applied Physics 107, 09A314 (2010)
- 72 P. Marín, D. Cortina, and A. Hernando, IEEE Transactions on Magnetics, 44, 11, (2008)
- 73 D. Cortina, A. Hernando, P. María, J. Rebolledo, J. Calvo, Patente Micromag, P 200802609 (2008)
- 74 M. Flores, A. Gorriti, D. Cortina, Petente Micromag, EP 12382128.2 (2011)
- 75 <http://www.micromag.es/>

CAPÍTULO 2

“TÉCNICAS EXPERIMENTALES”

2.1 INTRODUCCIÓN

En este capítulo se presentan las técnicas experimentales que se han empleado en esta tesis, que son muy diversas y que engloban, principalmente, aspectos de ingeniería de fabricación de materiales y de caracterización estructural y electromagnética de materiales compuestos en el rango de las microondas. También incluye el desarrollo de un programa específico en lenguaje Matlab para la extracción de los valores de ϵ_r^* y μ_r^* de los compuestos fabricados a partir de las medidas de T/R y de R_m en una guía de ondas, y de las medidas de R_m en “*free-space*”.

En el apartado 2.2 se describe el método de preparación de los compuestos donde se detalla el proceso de fabricación de los microhilos, así como la preparación de la pintura y del compuesto. Aunque la fabricación de los microhilos es un método muy estandarizado y homogéneo, resulta conveniente realizar algún control sobre el microhilo fabricado. Con esta finalidad se realiza una caracterización estructural y de composición con un Microscopio Electrónico de Barrido, que se ha llevado a cabo en las instalaciones del Centro Nacional de Microscopia Electrónica con el fin de observar en detalle el microhilo y medir sus dimensiones. Estos resultados se exponen en el apartado 2.3.

Para finalizar, el apartado 0 detalla la caracterización electromagnética de los compuestos preparados. Ésta se basa, principalmente, en medidas de T/R y R_m en una guía de ondas para el posterior cálculo de los parámetros electromagnéticos ϵ_r^* y μ_r^* (apartado 2.5.1) y en medidas de R_m en “*free-space*” para el estudio de la variación de la reflectividad con la frecuencia de una estructura compuesto-metal (apartado 2.5.2). Ambos bloques incluyen la explicación de la preparación de las muestras, de la calibración de los equipos, del montaje experimental, de la realización de las medidas y del procesamiento de los datos adquiridos a través de las medidas experimentales.

2.2 FABRICACIÓN DE LOS COMPUESTOS

En este apartado se describe la preparación de los materiales compuestos fabricados para su caracterización electromagnética. Como se ha indicado en el capítulo de la introducción, estos compuestos están formados por una matriz de pintura con inclusiones de microhilos magnéticos. La pintura que se emplea en todas las muestras es comercial mientras que como inclusión se han empleado dos tipos de microhilos: el tipo MGI, que se ha adquirido comercialmente, cuyo componente principal es el Fe, y el tipo MGII, cuyo componente es el Co y que se ha fabricado en las instalaciones de Micromag mediante la técnica de Taylor- Ulitovsky, que se describe en detalle en el sub-apartado 2.2.2.

2.2.1 Preparación de la pintura

La pintura escogida se emplea comúnmente en el mundo naval para el recubrimiento de barcos [1]. Este tipo de pintura se conoce como “pinturas al disolvente”. Esto significa que para un completo curado se ha de mezclar con un catalizador en cierta proporción (1 a 4 en volumen, en nuestro caso). Cuando, además, se desea introducir inclusiones, también se ha de añadir disolvente para conseguir una mezcla menos densa y así facilitar la aplicación mediante pistola.

2.2.2 Fabricación de microhilos

En el método original de G. F. Taylor para la fabricación de microhilos se parte de un crisol de vidrio (tipo pyrex) cerrado por uno de sus extremos, en el que se introduce la aleación metálica deseada.

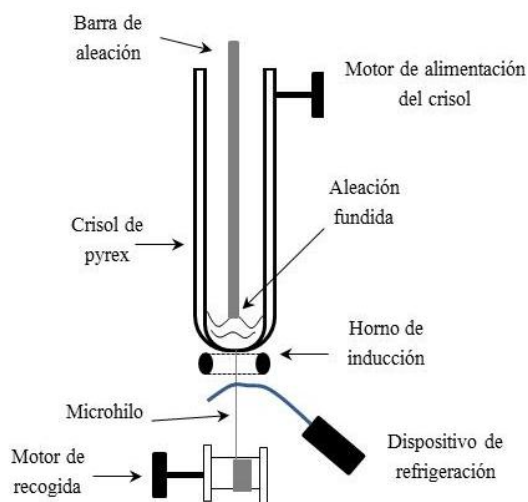


Fig. 2.1 – Esquema del dispositivo de fabricación de microhilos.

El extremo que contiene la muestra se calienta hasta que el metal se funde y ablanda el pyrex. En ese momento se extrae manualmente el conjunto metal mas vidrio, produciéndose barras de, aproximadamente, 1 mm de diámetro. Posteriormente, estas barras se hacen pasar por unos orificios practicados en un cilindro metálico mantenido a una temperatura alta hasta que el microhilo alcanza las dimensiones finales. La primera referencia que se tiene de esta técnica data del año 1923 [2] y en ella se afirma que permite la obtención de “hilos tan finos como se desee, sin que se haya encontrado límite alguno” para el diámetro de los mismos.

Similar a esta tenemos la técnica de Taylor modificada mediante la cual se han fabricado los microhilos objeto de estudio en este trabajo en las instalaciones de Micromag. Esta modificación fue introducida por Ulitovsky [3] en los años 50, realizando algunas mejoras que permitían obtener microhilos cubiertos de vidrio de hasta $2\mu\text{m}$ de diámetro en un único proceso. La técnica resultante se conoce como técnica de Taylor-Ulitovsky.

A diferencia del método original de Taylor, se incluye un sistema de alimentación del crisol de vidrio que permite la fabricación de mayor cantidad de material en condiciones continuas (*Fig. 2.1*). El calentamiento se lleva a cabo utilizando un horno de inducción. Bajo la espira de dicho horno, un dispositivo de enfriamiento alimentado por flujo de agua o de aire permite alcanzar velocidades de enfriamientos mayores de 10^5 K/s, necesarias para la fabricación de materiales en estado amorfo. Finalmente, el microhilo producido se recoge en una bobina que gira por la acción de un motor, controlando la velocidad de extracción de la aleación fundida.



Fig. 2.2 – Imagen de la máquina de fabricación de microhilos (propiedad de Micromag).

El diámetro del núcleo metálico del microhilo y la anchura de la capa externa de vidrio se pueden controlar variando la velocidad de extracción, la velocidad de enfriamiento y la tasa de alimentación de la aleación y del crisol en la zona de inducción. Una completa revisión de la técnica de

fabricación y de su evolución histórica se puede encontrar en [4] y en [5]. En el apartado siguiente, el 2.3, se muestran las dimensiones de ambos tipos de microhilo, en particular el diámetro del núcleo y el de la cubierta de pyrex. Para finalizar, los microhilos se cortan en la longitud deseada, 2mm en nuestro caso, antes de añadirlos a la base para formar el compuesto final.

2.3 TÉCNICAS DE CARACTERIZACIÓN ESTRUCTURAL

Los objetivos de la caracterización de una muestra con un Microscopio Electrónico de Barrido, conocido como SEM (del inglés “*Scanning Electron Microscope*”) son dos. Por un lado, observar y medir las dimensiones del microhilo, en concreto el diámetro del núcleo y de la cubierta de pyrex, y la longitud del microhilo una vez cortado. Por otro, comprobar la composición del microhilo para asegurar que no ha habido problemas en la fabricación. Esta caracterización estructural se ha llevado a cabo en el Centro Nacional De Microscopia Electrónica (CNME) de la Universidad Complutense de Madrid (UCM) con el microscopio JEOL 6400 JSM [6].

2.3.1 Microscopía Electrónica de Barrido con Análisis de rayos-x

El microscopio electrónico de barrido consiste, básicamente, en un filamento que emite un haz de electrones y un sistema de lentes electrónicas que se utilizan para condensar y acelerar el haz hasta energías del orden de 30-40 kV (*Fig. 2.3*) [7], [8]. La última lente es un sistema de bobinas cuya misión es deflectar el haz para que éste lleve a cabo el barrido de la superficie de la muestra.

Cuando este haz incide sobre una muestra se producen distintos procesos de interacción que dan lugar a una serie de señales (electrones reflejados, electrones secundarios, luz o rayos X). Estas señales, convenientemente recogidas y analizadas, proporcionan diversa información acerca de la muestra. También se pueden realizar medidas con los electrones retrodispersados para mejorar la resolución de la imagen. En este trabajo se ha utilizado la emisión de electrones secundarios para el estudio de la topografía de la superficie [9].

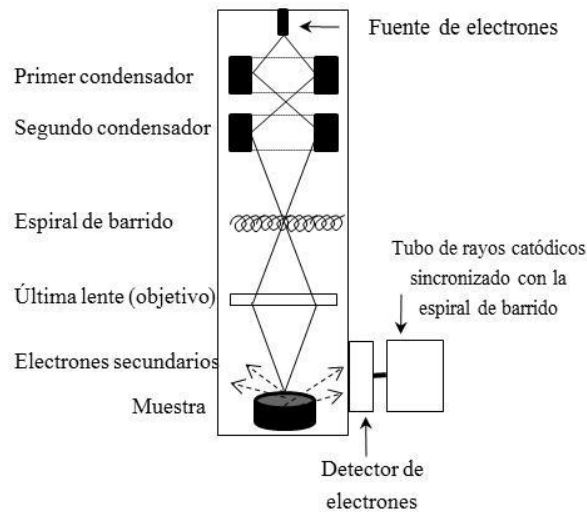


Fig. 2.3 – Esquema de un Microscopio Electrónico de Barrido.

Al excitar la muestra con el haz de electrones también se producen rayos X. La energía de la radiación emitida es característica del átomo que la emite por lo que, analizando la energía de los fotones emitidos por la muestra, es posible conocer su composición. Se puede analizar la composición promedio de todo el área barrida por el haz o, sincronizando el barrido con la detección de rayos X, realizar un mapa composicional. La resolución espacial de la técnica EDX (*Energy-dispersive X-ray Spectroscopy*), típicamente del orden de unidades de μm , es bastante inferior al diámetro del haz.



Fig. 2.4 –Imagen del microscopio JEOL 6400 JSM

El equipo empleado en nuestra caracterización es un JEOL 6400 JSM con cátodo termoiónico con filamento de tungsteno (*Fig. 2.4*). Tiene distintos detectores de electrones secundarios. La resolución de la imagen a 35 KV: a los 8 mm de distancia de trabajo es de 3.5 nm y a los 39 mm de distancia de trabajo es de 10.0 nm. Para la obtención de una buena imagen es recomendable la metalización de la muestra con oro evaporado o con grafito, dependiendo de la composición del material. Para todas las muestras analizadas en este trabajo se ha empleado el oro como metalizador.

En las figuras siguientes (*Fig. 2.5 - Fig. 2.10*) se muestra micrografías obtenida por técnica SEM de los dos tipos de microhilos empleados, donde se pueden comprobar sus dimensiones y se puede apreciar en detalle el núcleo metálico y la capa externa de vidrio.

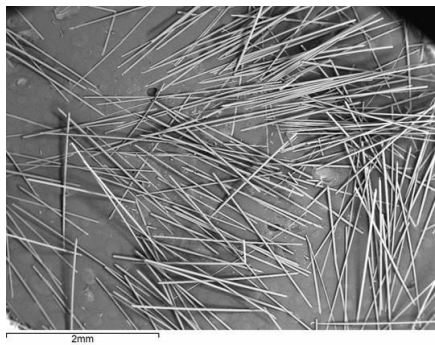


Fig. 2.5– Micrografía de un conjunto de microhilos MGI (Resolución x20)

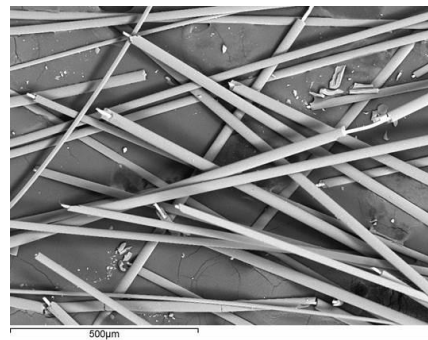


Fig. 2.6 - Micrografía de un conjunto de microhilos MGI (Resolución x100)

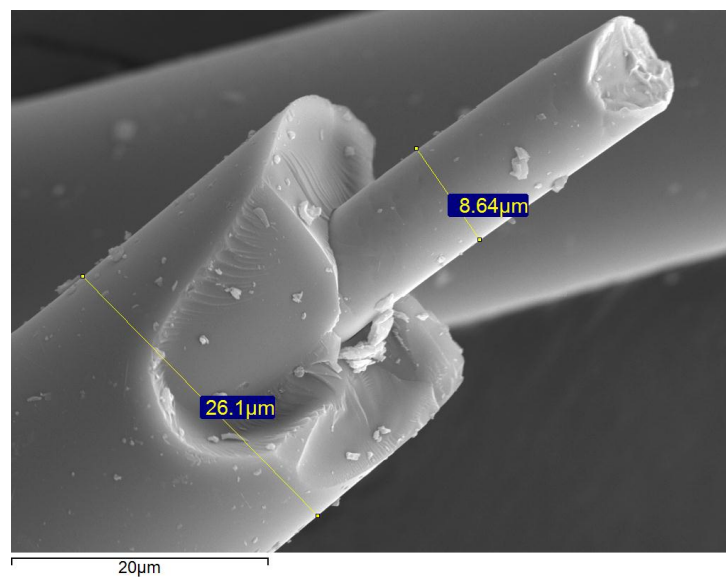


Fig. 2.7– Micrografía de un microhilo MGI (Resolución x2k)

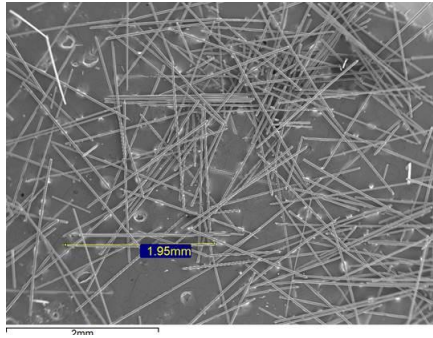


Fig. 2.8 – Micrografía de un conjunto de microhilos MGII (Resolución x20).

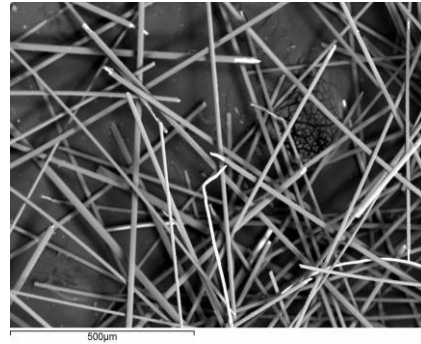


Fig. 2.9 - Micrografía de un conjunto de microhilos MGII (Resolución x100).

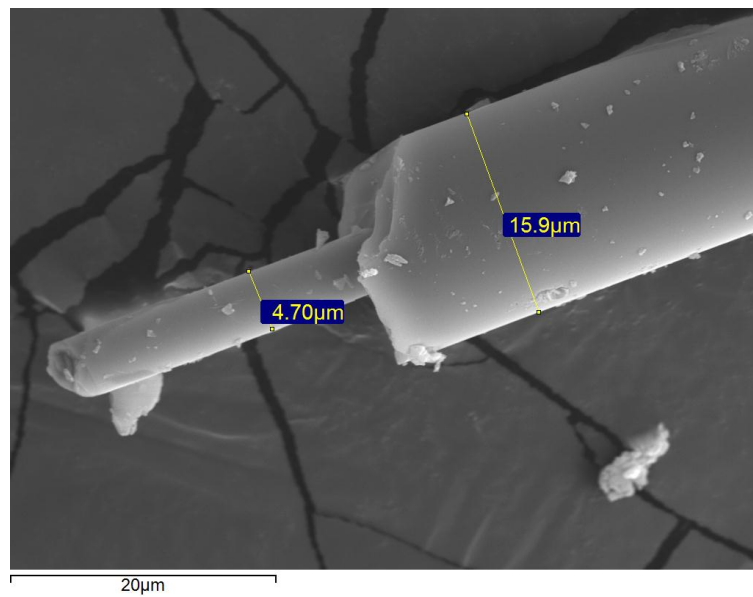


Fig. 2.10 – Micrografía de un microhilo MGII (Resolución x2k).

Las dimensiones son:

- Microhilo MG I - $\phi_{\text{núcleo}} \sim 5\mu\text{m}$ $\phi_{\text{pyrex}} \sim 16\mu\text{m}$
- Microhilo MG I I- $\phi_{\text{núcleo}} \sim 9\mu\text{m}$ $\phi_{\text{pyrex}} \sim 26\mu\text{m}$

Donde el símbolo ϕ representa el diámetro.

2.4 TÉCNICAS DE CARACTERIZACIÓN MAGNÉTICA

El proceso de control en la fabricación del microhilo consiste en la realización de un ciclo de histéresis para medir el valor de la imanación. De cada bobina fabricada se corta un manojo de unos 20 microhilos, de unos 5cm de longitud, y se somete a un campo magnético para realizar el ciclo de histéresis. Este ciclo se compara con el ciclo característico de cada tipo de microhilo para comprobar si existe alguna diferencia entre ellos, generada por una variación en los tamaños o en la composición

2.4.1 Ciclos de histéresis

El ciclo de histéresis se basa en la ley de Lenz “la variación temporal del flujo magnético ϕ en una región da lugar a la inducción de una fuerza electromotriz ξ proporcional a dicha variación” [10]:

$$\xi = -\frac{d\phi}{dt} \quad 2.1$$

El dispositivo consiste en un sistema excitador primario encargado de aplicar un campo magnético, como unos carretes de Helmholtz o un solenoide, y un sistema receptor secundario responsable de recoger la imanación, compuesto por una o más bobinas enrolladas alrededor de la muestra (Fig. 2.11). Cuando se varía el campo magnético en el primario se produce un cambio en el estado de imanación de la muestra que es detectado por las bobinas secundarias. La señal inducida en estas bobinas se integra por medio de un fluxómetro, obteniendo una señal proporcional a la imanación del material.

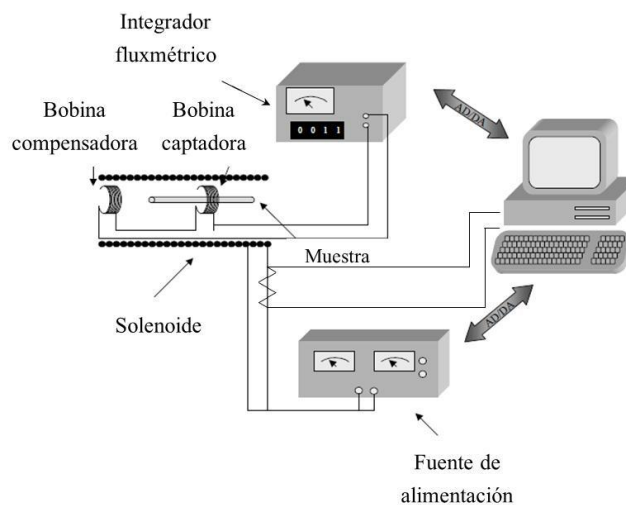


Fig. 2.11 – Esquema del montaje experimental para la realización de un ciclo de histéresis.

La señal inducida en un bobinado de N vueltas y sección S, tendrá dos componentes: una debida a la variación del campo magnético H, y otra debida a la variación de la imanación, M:

$$V = NS \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = \mu_0 NS \frac{\partial (\vec{H} + \vec{M})}{\partial t} = \mu_0 NS \left[\frac{\partial \vec{H}}{\partial t} + \frac{\partial \vec{M}}{\partial t} \right] \quad 2.2$$

La primera de estas componentes se puede eliminar añadiendo al circuito un segundo bobinado compensador que recoja la misma variación de flujo que el primero en ausencia de campo y conectándolo en serie-oposición. Esto se consigue situando un bobinado idéntico al primero en el interior del solenoide y suficientemente alejado de la muestra (en el caso de los microhilos, dada su reducida sección, es necesario utilizar un gran número de vueltas en los secundarios para aumentar la sensibilidad). Una vez compensada la primera componente, la imanación del material se obtiene a partir de la integral temporal del voltaje inducido en el circuito secundario:

$$M = \frac{1}{\mu_0 NS} \int V dt \quad 2.3$$

Como se ha visto, la señal inducida es proporcional al producto de la imanación, M, por la sección de la muestra, S. Si la sección S de la muestra varía, la imanación también lo hará.

Se muestran los ciclos de histéresis de los microhilos MGI y MGII (*Fig. 2.12*). Las medidas se han realizado sobre un grupo de unos 20 microhilos, ya que el dispositivo no tiene suficiente resolución para medir uno. Los ciclos obtenidos no presentan variación respecto a los ciclos patrón para cada tipo de microhilo (*Fig. 2.12*)

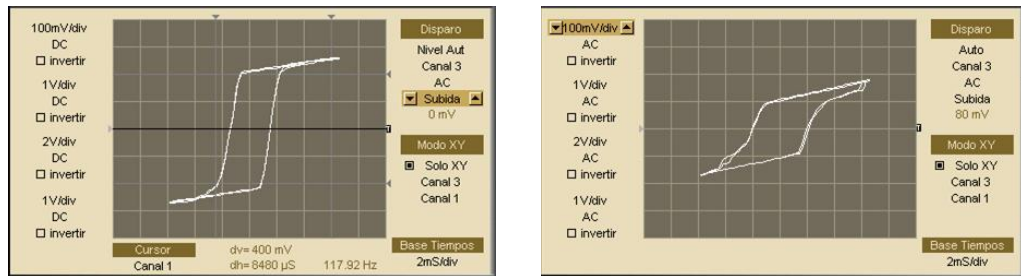


Fig. 2.12 – Ciclos de histéresis de un microhilo tipo MG I (izquierda) y MG II (derecha).

2.5 TÉCNICAS DE CARACTERIZACIÓN ELECTROMAGNÉTICA

La caracterización electromagnética tiene dos objetivos principales. Por un lado, el cálculo de los valores de la ϵ_r^* y la μ_r^* de los compuestos fabricados y, por otro, la medición la reflectividad en función de la frecuencia en una estructura compuesto-metal. Para la consecución del primer objetivo se han realizado medidas T/R y R_m de los compuestos en una guía de ondas rectangular y se han calculado los valores de los parámetros electromagnéticos y, para el segundo objetivo, se han llevado a cabo medidas R_m en “free-space” de la estructura compuesto – metal. Además, en este segundo caso también se han extraído los valores de los parámetros electromagnéticos de las medidas de la reflectividad en “free-space” para su posterior comparación con los valores obtenidos con la guía de ondas. En este apartado se analizarán las ventajas y los inconvenientes de cada montaje experimental y de cada tipo de medida.

Como se ha visto en el capítulo de la introducción, ambos procedimientos de medida forman parte de las llamadas medidas con líneas de transmisión y son muy útiles para medidas en amplios rangos de frecuencia [11]. La caracterización de las líneas de transmisión se lleva a cabo con un **analizador vectorial de redes** (Fig. 2.13).

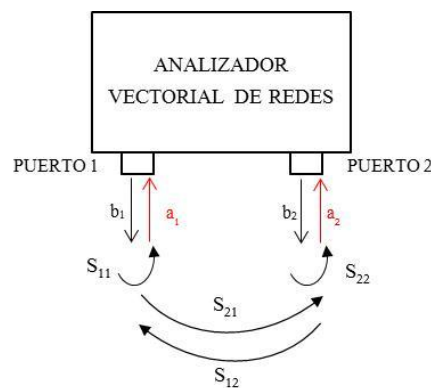


Fig. 2.13 – Esquema de las ondas entrantes y salientes en un analizador de 2 puertos.

Este equipo es un instrumento capaz de medir los llamados parámetros de dispersión, o **parámetros S**, que están íntimamente relacionados con la T y la R (también puede trabajar con impedancias o admitancias, [12]). En un analizador vectorial multi-puerto se definen los siguientes coeficientes:

$$b_n = \frac{V_n^-}{\sqrt{Z_o}} , \text{ onda saliente} \quad 2.4$$

$$a_n = \frac{V_n^-}{\sqrt{Z_o}} , \text{ onda entrante} \quad 2.5$$

Donde V_n^- es el voltaje de la señal y Z_o es la impedancia del medio, en este caso del aire. Los parámetros S, a su vez, se definen a partir de los coeficientes b_n y a_n del siguiente modo:

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{V_{i,j}} \quad 2.6$$

Si se particularizan los parámetros S para el caso de 2 puertos:

$$S_{11} = \frac{b_1}{a_1} , \quad S_{12} = \frac{b_2}{a_1} , \quad S_{21} = \frac{b_1}{a_2} , \quad S_{22} = \frac{b_2}{a_2} \quad 2.7$$

El parámetro S_{11} es la relación entre la onda reflejada y la onda incidente en el puerto I, es decir, el coeficiente de reflexión r o reflectividad R (1.18). El parámetro S_{21} es la relación entre la onda transmitida y la onda incidente entre el puerto II y el puerto I, lo que es equivalente a decir coeficiente de transmisión t o transmisión T (1.17). De igual modo, S_{22} representa la reflectividad en el puerto II y S_{12} es la transmisión entre el puerto I y el puerto II.

El decibelio (dB) es una unidad que se utiliza para medir la intensidad del sonido y otras magnitudes físicas [13]. Un decibelio es la décima parte de un belio (B), unidad que recibe su nombre por Graham Bell, el inventor del teléfono. El decibelio representa una relación de dos niveles de potencia que suelen referirse a las ganancias o pérdidas debidas a un amplificador o a otro dispositivo. El decibelio es una unidad logarítmica, adimensional y matemáticamente escalar. El decibelio se define por la siguiente expresión:

$$N_{dB} = 10 \cdot \log \left(\frac{P_o}{P_i} \right) \quad 2.8$$

donde N es el número de decibelios, P_o es la potencia de salida y P_i es la potencia de entrada. A veces conviene expresar en decibelios relaciones de tensiones o de corrientes en vez de referirnos a relaciones de potencia. La ecuación para este cálculo es:

$$N_{dB} = 20 \cdot \log \left(\frac{V_o}{V_i} \right) \quad 2.9$$

donde N es el número de decibelios, V_o es la voltaje de salida y V_i es el voltaje de entrada. Para las medidas de esta tesis se han empleado dos analizadores distintos, ambos de dos puertos. Uno de ellos, propiedad de MICROMG, es un RHODE&SCHWARZ ZVK [14] y con él se han llevado a cabo las

medidas. El inconveniente que presenta es que no se puede realizar la calibración de modo interno, por lo que la incertidumbre en los valores de los parámetros S medidos es muy elevada. Para solventar este problema las medidas en guía de ondas se han repetido en otro analizador vectorial de redes, un AGILENT E8364A, propiedad del *Departamento de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones, del Grupo de Microondas y Radars*, de la E.T.S. Telecomunicaciones de la U.P.M., proporcionado por el Profesor Jesús Grajal de la Fuente. Las medidas que se presentan en este trabajo son las realizadas con este segundo analizador.

El apartado 2.5.1 de este capítulo se destina a la explicación del procedimiento experimental de medida en una guía de ondas rectangular para un rango de frecuencia de banda X y en el apartado 2.5.2 se detalla la realización de las medidas en “*free-space*” dentro de una cámara anecoica, en un rango de frecuencia desde 2 hasta 18 GHz. Dentro de cada apartado se incluyen sub-apartados con la explicación de la preparación de las muestras, el montaje experimental, la calibración de los equipos, la realización de la medida y el procesamiento de los datos.

2.5.1 Medidas T/R y R_m en una guía de ondas

La finalidad principal de estas medidas es la extracción de los valores de los parámetros electromagnéticos de un material para un rango de frecuencia determinado. Para ello se precisa insertar la muestra objeto de estudio en una guía de ondas y conectar esta a un analizador vectorial de redes, encargado de medir los parámetros de dispersión. A partir de estos parámetros S, y tras una serie de ecuaciones, se extraen los valores de ϵ_r^* y de μ_r^* .

Una guía de ondas se define como una tubería metálica hueca de diferentes geometrías y tamaños por donde viajan “guiadas” las ondas electromagnéticas (*Fig. 2.14*). En el capítulo 4 se estudia en detalle sus formas, tamaños y propiedades. Para adaptar la guía de ondas al analizador vectorial se han de introducir, en cada uno de sus extremos, una transición a cable coaxial, conocida como transición guía/coaxial (*Fig. 2.15*).

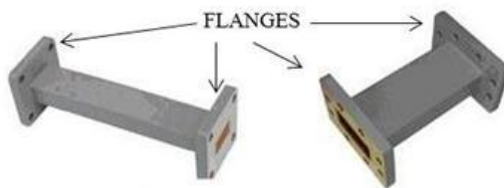


Fig. 2.14 – Imagen de dos guías de ondas rectangulares.

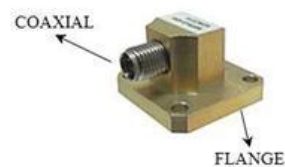


Fig. 2.15 – Transición guía/coaxial.

2.5.1.1 Preparación de las muestras para medidas con guía de ondas

Para la realización de las medidas tanto T/R como R_m en una guía de ondas se precisa de la inserción de la muestra objeto de estudio en medio de la guía. Para ello se sitúa, previamente, en un molde que se emplea como soporte (Fig. 2.16). Estos moldes son piezas de aluminio (aunque pueden ser fabricadas en otro material, como acero o latón) con un orificio rectangular en su interior (en inglés, “*sample holder*”) donde se sitúa la muestra de compuesto. Se han fabricado moldes con dos espesores distintos, de 1 mm y de 2 mm, con el fin de medir muestras de diferente grosor.

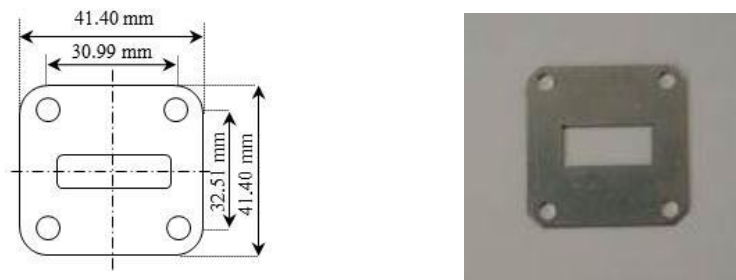


Fig. 2.16 –Plano con las dimensiones del molde (izquierda). Imagen del molde (derecha).

Dependiendo de la frecuencia a la que se quiera trabajar, la guía de ondas y, consecuentemente, el molde, han de tener unas dimensiones determinadas [15], [16] (Tabla 2-1). Para nuestro caso, en que las medidas se realizan en banda X, las dimensiones del molde son $a=2.286\text{cm}$ y $b=1.016\text{cm}$.

EIA WR	Banda	a(cm)	b(cm)	TE10 (GHz)
650	L	16.510	8.255	1.12-1.70
430	W	10.922	5.461	1.70-2.60
284	S	7.710	3.403	2.60-3.95
187	C	4.754	2.214	3.95-5.85
90	X	2.286	1.016	8.20-12.4
42	K	1.067	0.432	18.0-26.5
22	Q	0.569	0.284	33.0-50.0

Tabla 2-1 – Dimensiones de una guía de ondas rectangular en diferentes bandas de frecuencia.

De cada plancha fabricadas para las medidas en “*free-space*” (ver apartado 2.5.2.1), se recorta 6 muestras de distintas ubicaciones (todas ellas son rectángulos de las dimensiones

mencionadas) con el fin de estudiar si la orientación implica una variación en los resultados (Fig. 2.17).

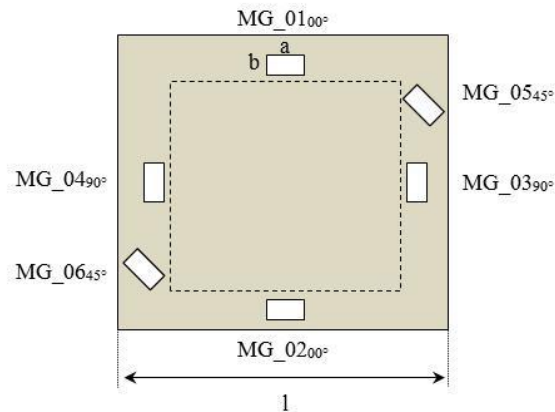


Fig. 2.17 – Esquema de la plancha y ubicación de las muestras seleccionadas.

Se ha de procurar que la muestra quede lo más ajustada posible a las paredes para evitar espacios de aire que puedan distorsionar las medidas (Fig. 2.18). Se ha medido el espesor de cada muestra con un medidor de espesores.



Fig. 2.18 – Imagen del molde relleno con una de las muestras.

A continuación se muestra una tabla indicando la composición, ubicación respecto a la plancha de procedencia, el espesor (en micras) y la nomenclatura (que se empleará en los próximos capítulos) de cada una de las muestras (Tabla 2-2).

PLANCHAS DE MGI					
MGI 2%		MGI 3%		MGI 4%	
$MGI2\%_{100^\circ}$	935	$MGI3\%_{100^\circ}$	980	$MGI4\%_{100^\circ}$	905
$MGI2\%_{200^\circ}$	975	$MGI3\%_{200^\circ}$	970	$MGI4\%_{200^\circ}$	965
$MGI2\%_{390^\circ}$	890	$MGI3\%_{390^\circ}$	960	$MGI4\%_{390^\circ}$	905
$MGI2\%_{490^\circ}$	1015	$MGI3\%_{490^\circ}$	925	$MGI4\%_{490^\circ}$	930
$MGI2\%_{545^\circ}$	935	$MGI3\%_{545^\circ}$	1070	$MGI4\%_{545^\circ}$	1010
$MGI2\%_{645^\circ}$	980	$MGI3\%_{645^\circ}$	995	$MGI4\%_{645^\circ}$	920
PLANCHAS DE MGII					
MGII 2%		MGII 3%		MGII 4%	
$MGII2\%_{100^\circ}$	950	$MGII3\%_{100^\circ}$	990	$MGII4\%_{100^\circ}$	885
$MGII2\%_{200^\circ}$	800	$MGII3\%_{200^\circ}$	915	$MGII4\%_{200^\circ}$	910
$MGII2\%_{390^\circ}$	940	$MGII3\%_{390^\circ}$	820	$MGII4\%_{390^\circ}$	1020
$MGII2\%_{490^\circ}$	935	$MGII3\%_{490^\circ}$	890	$MGII4\%_{490^\circ}$	985
$MGII2\%_{545^\circ}$	990	$MGII3\%_{545^\circ}$	1030	$MGII4\%_{545^\circ}$	960
$MGII2\%_{645^\circ}$	915	$MGII3\%_{645^\circ}$	845	$MGII4\%_{645^\circ}$	955
Tabla 2-2 – Denominación y espesores, en μm , de las muestras preparadas para las medidas en guía de ondas.					

2.5.1.2 Montaje experimental para medidas con guía de ondas

La guía de ondas se conecta al analizador vectorial de redes. Una de los tramos a un cable que está conectado al puerto I y el segundo tramo a otro cable en el puerto II (Fig. 2.14). Se ha de asegurar una buena conexión entre las distintas partes ajustando los tornillos. El analizador vectorial se configura para medir en dos puertos las partes real e imaginaria de los cuatro parámetros S (configuración .s2p).

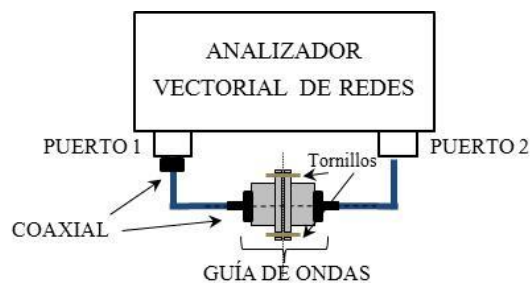


Fig. 2.19 – Montaje experimental de las medidas T/R con una guía de ondas.

2.5.1.3 Calibración TRL

Las imperfecciones están asociadas a los dispositivos de medida como, por ejemplo, el analizador vectorial o los cables o los conectores que forman parte del montaje experimental. Algunos de los errores que se producen pueden ser corregidos mientras que otros no. La corrección de errores en un analizador vectorial se basa en la medida de estándares eléctricos, como son un circuito abierto (“open”) o un circuito cerrado (“short”). Todos los sistemas de medidas pueden ser afectados, principalmente, por dos tipos de errores:

- **Errores sistemáticos** – Están causados por las imperfecciones del equipo y del montaje experimental. Pueden ser caracterizados mediante la calibración y eliminados matemáticamente durante o tras el procesamiento de las medidas. Existen seis tipos de errores sistemáticos: directividad y errores de interferencia relacionados con señal de salida, diferencias en la impedancia de la fuente y de la carga, y errores de la respuesta en frecuencia causados por las transmisiones y las reflexiones dentro del dispositivo.
- **Errores aleatorios** – Son errores no predecibles y, por tanto, no pueden eliminarse mediante una calibración. Las principales contribuciones a estos errores son el “ruido” del instrumento y la repetitividad en las conexiones.

Se han desarrollado diversos métodos matemáticos de calibración, como por ejemplo, la calibración tipo *TRM* (Thru-Reflect-Match) [17], la *SOLT* (Short-Open-Load-Thru) o la *TRL* (Thru-Reflect-Line) que es la que se aplica para en la calibración del analizador vectorial en los dos puertos en este trabajo [18], [19]. Para realizar la configuración THRU se unen ambas transiciones. Para la REFLECT, se coloca una placa metálica al final de cada transición. Y para la configuración LINE, se introduce un tramo de longitud l conocida entre ambas transiciones (*Fig. 2.20*).

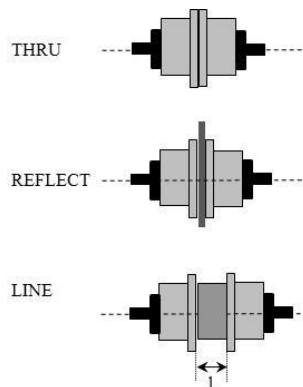


Fig. 2.20 – Configuración para la calibración TRL.

2.5.1.4 Realización de las medidas con guía de ondas

Una vez calibrado el equipo se procede a la realización de las medidas con la muestra (*Fig. 2.21*). Se comienza con las medidas T/R . Entre ambos tramos se sitúa el molde con la muestra objeto de estudio (*Fig. 2.22*). Se ha de asegurar una buena conexión entre las distintas partes ajustando con el tornillo dinamométrico.



Fig. 2.21 – Imagen de la muestra en el molde situada entre los dos tramos de guía, antes de ajustar los tornillos.

A continuación se procede a la medición de los parámetros S en el analizador vectorial. Si la muestra es homogénea, los parámetros S_{11} y S_{22} habrán de ser iguales entre si, al igual que los S_{12} y S_{21} .

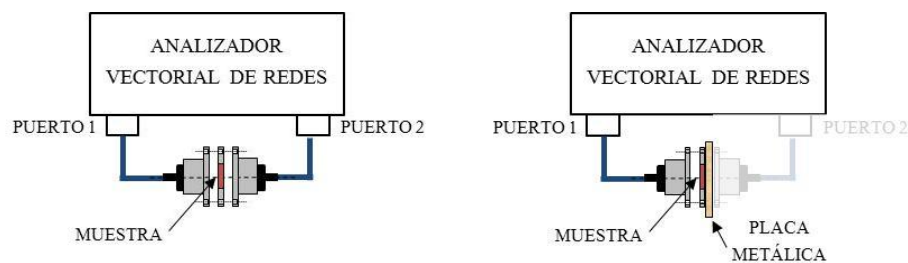


Fig. 2.22 – Esquema del montaje experimental de las medidas T/R (izq.) y R_m (dcha.).

Para las medidas R_m se procede de manera similar. Se introduce el molde con la muestra y tras él se coloca la placa (*Fig. 2.22*). Una vez ajustados los tornillos, se procede de nuevo a la

medición de los parámetros S en el analizador vectorial. En este caso el valor de los parámetros S_{21} y del S_{12} es cero, pues la placa metálica impide la transmisión de la señal hasta el otro puerto.

2.5.1.5 Procesado de los datos de las medidas con guía de ondas

Los datos de los parámetros S se procesan mediante un programa desarrollado específicamente para el cálculo de la ϵ_r^* y la μ_r^* . Este programa se compone, a su vez, de dos sub-programas, cada uno de los cuales realiza el cálculo de los parámetros electromagnéticos bien a partir de las medidas en la guía de ondas, bien a partir de las medidas en “*free-space*”. En este apartado se enumeran los distintos procedimientos de medidas para el primer caso de guía de ondas. La explicación del procesado de cada uno de ellos, listados a continuación, y la correspondiente denominación se realiza en detalle en el *Capítulo 4*.

- **RT_GO_NRW.** Extrae los valores de la ϵ_r^* y de la μ_r^* del compuesto a partir de las expresiones desarrolladas por *NRW*.
- **RT_GO_Optimización.** Extrae los valores de la ϵ_r^* y de la μ_r^* del compuesto a partir del *Método de Optimización*.
- **RT_GO_Ecuaciones.** Extrae los valores de la ϵ_r^* y de la μ_r^* del compuesto a partir del *Método de Ecuaciones*.
- **Rm_GO_Z.** Extrae los valores de la ϵ_r^* y de la μ_r^* del compuesto a partir del *Método de las Impedancias*.

2.5.2 Medidas R_m en “*free-space*”

Las medidas de R_m en “*free-space*” tienen como objetivo principal medir la variación de la reflectividad con la frecuencia para un amplio rango de frecuencia sobre una estructura compuesto-metal. A partir de ahora se denominan $R_m(f)$, por la dependencia con la frecuencia que presentan. A parte de este método de medida de “*free-space*”, también existen otros montajes para la caracterización de la reflectividad, como es el conocido como “*NRL-Arch*” [20] que, a diferencia de la línea de transmisión clásica, permite la variación del ángulo de incidencia sobre la muestra. En este apartado también incluye la explicación de la extracción de los valores de ϵ_r^* y μ_r^* a partir de las medidas experimentales en configuración R_m en “*free-space*”.

2.5.2.1 Preparación de las muestras para medidas “free-space”

Las muestras para las medidas en “free-space” tienen forma de cuadrado de 25cm de lado. Para su fabricación se recubre una placa metálica con papel adhesivo de plástico transparente tipo “film”, cuyo espesor está en torno a las 100µm, para poder separar el material de la placa metálica, posteriormente, con más facilidad. Esta plancha recubierta con el plástico se coloca en una cabina de pintado y se procede a la aplicación del compuesto con una pistola. La aplicación se realiza a una distancia constante para conseguir un espesor homogéneo. Si las inclusiones tienen gran tamaño será preciso que la pistola tenga una boquilla muy ancha para evitar atascos. Existe un límite en la cantidad de pintura se añade en capa, dependiendo de la superficie a cubrir y del tipo de pintura. En nuestro caso, el espesor aproximado por capa es de unas 300 micras. Tras asegurar el curado completo, establecido en 24 horas por capa para el tipo de pintura empleado, se retira con cuidado la capa de pintura del plástico. Ya está lista la plancha de compuesto (Fig. 2.23).



Fig. 2.23 – Imagen de la plancha de pintura para las medidas en “free-space”.

Todas estas muestras han sido preparadas por Joseba Gómez Rebolledo en la cabina de pintado de las instalaciones de Micromag. A continuación se muestran (Tabla 2-3) las planchas preparadas para los dos tipos de microhilo diferente, el MGI (SERIE MGI) y el MGII (SERIE MGII), indicando la composición, el espesor (en micras) y la nomenclatura (que se empleará en los sucesivos) de cada una de las muestras preparadas.

PLANCHAS CON MGI		PLANCHAS CON MGII	
Nomenclatura	Espesor (µm)	Nomenclatura	Espesor (µm)
MGI 2%	955	MGII 2%	1000
MGI 3%	990	MGII 3%	967
MGI 4%	940	MGII 4%	990
Tabla 2-3 –Denominación y espesores de las muestras preparadas para las medidas en “free-space”.			

2.5.2.2 Montaje experimental para medidas “free-space”

De modo general, para la realización de medidas R_m en “free-space” se emplea el mismo montaje experimental para medidas T/R , pero tras la muestra se coloca una placa metálica para que refleje la onda (Fig. 2.25). Debido a la presencia esta placa metálica no hay señal transmitida y $S_{21}=S_{12}=0$.

Para la correcta realización de estas medidas se han de cumplir una serie de requisitos: el tamaño de la muestra, aproximación de campo lejano para considerar un frente de ondas plano y un entrono controlado. Respecto al *tamaño de la muestra*, se recomienda que sea al menos dos veces superior a la longitud de onda [11].

Para poder considerar un *frente de ondas plano* en la muestra (Fig. 2.24), la diferencia de fases entre el frente de ondas esférico y el frente plano debe cumplir el siguiente requerimiento [21] [22]:

$$k\delta \leq \frac{\pi}{8} \quad 2.10$$

Donde k es el vector de ondas. El valor de δ se determina del siguiente modo:

$$(R + \delta)^2 = R^2 + \left(\frac{D_{\max}}{2}\right)^2 \quad 2.11$$

Siendo R la distancia de la fuente al frente de onda y D_{\max} la dimensión mayor de la muestra. La solución real positiva de (2.8) es:

$$\delta = \sqrt{R^2 + \left(\frac{D_{\max}}{2}\right)^2} - R \quad 2.12$$

La ecuación (2.9) puede aproximarse, aplicando el teorema del binomio [23] y cogiendo los dos primeros términos, a la siguiente expresión:

$$\delta = R \left[\sqrt{1 + \left(\frac{D_{\max}}{2R}\right)^2} - 1 \right] \cong R \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{D_{\max}}{2R}\right)^2 - 1 \right] = \frac{D_{\max}^2}{4R} \quad 2.13$$

Y sustituyendo (2.10) en (2.7) y teniendo en cuenta (1.6), se obtiene el valor de la distancia mínima R_{\min} que ha de existir entre la fuente y la muestra para poder considerar condición de campo lejano:

$$k \frac{D_{\max}^2}{4R} = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{D_{\max}^2}{4R} \leq \frac{\pi}{8}$$

$$R_{\min} \geq \frac{2D_{\max}^2}{\lambda} \quad 2.14$$

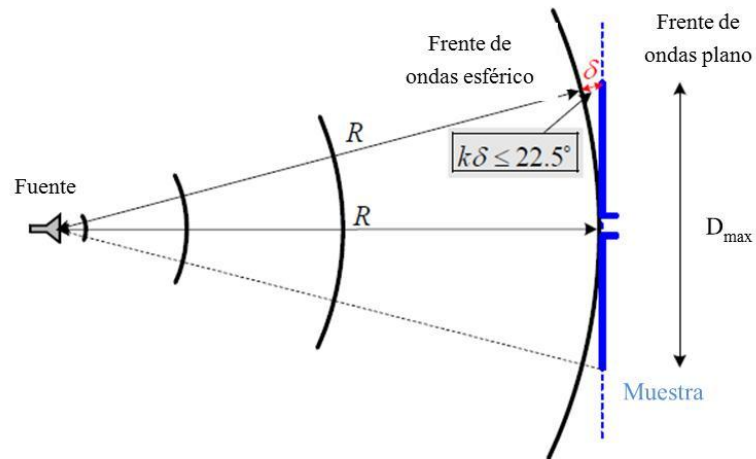


Fig. 2.24 – Condición de campo lejano.

Debido a la dificultad de encontrar una zona libre de interferencias y con el fin de conseguir un *entorno controlado*, se emplean las **cámaras anecoicas** que simulan con gran exactitud las condiciones de propagación en una línea de transmisión limitada (Fig. 2.26) [24]. La palabra anecoica significa “no eco” y su nombre proviene de las primeras aplicaciones de estas cámaras para estudios de ondas sonoras.

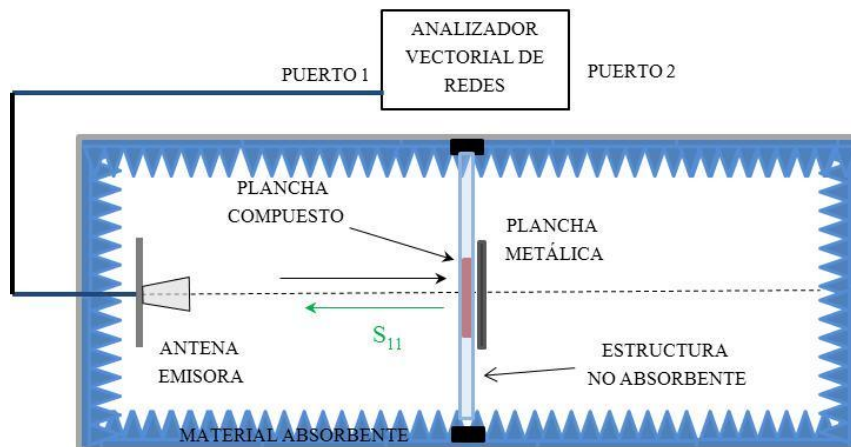
Fig. 2.25 - Montaje experimental para las medidas R_m en “free-space”



Fig. 2.26 – Imagen de la cámara anecoica de Micromag (Fabricada por Javier Calvo)

La cámara anecoica se puede definir como “*aquel recinto que absorbe toda la energía (dependiendo el ancho de banda considerado) que incide sobre sus paredes, por lo tanto cualquier fuente energética situada en el interior debe responder como si se encontrara en el espacio libre*” [25].

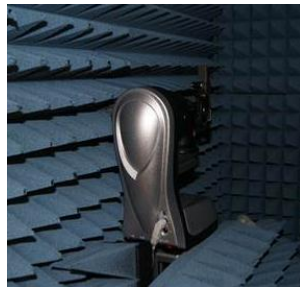


Fig. 2.27 – Imagen del posicionador.



Fig. 2.28 – Imagen de las antenas.

Las cámaras constan, principalmente, de dos partes: la “caja” y el material absorbente de ondas electromagnéticas. La “caja” es realmente una cámara de Faraday, es decir, una estructura metálica con la que se consigue una atenuación de los campos incidentes. Las paredes internas de este recinto se recubren de un material absorbente en la frecuencia a la que se va a trabajar [26]. El montaje experimental empleado para la realización de las medidas en esta tesis difiere ligeramente del general. En nuestro caso la muestra se ha situado en el lado opuesto de la cámara y no en el centro para así aumentar la distancia antena-muestra (*Fig. 2.29*). Además, en

vez de una antena se mide con dos colocadas una al lado de la otra, formando un ángulo θ (Fig. 2.28). Como la distancia entre las antenas y la muestra es mucho mayor que la distancia entre antenas, el ángulo θ será casi nulo y $\text{tg}\theta \cong \theta$.

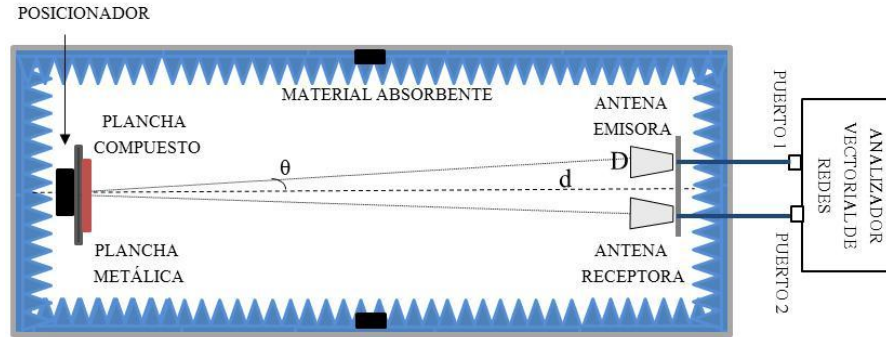


Fig. 2.30 –Disposición de las antenas y la muestra dentro de la cámara anecoica de Micromag.

2.5.2.3 Calibración para medidas en “free-space”

En el caso de la configuración R_m la calibración sólo se realiza en un puerto [27]. En primer lugar se mide la cámara sin compuesto. Para ello se recubre la placa metálica con material absorbente y se procede a medir S_{11} ($S_{11\text{BACK}}$) en el analizador vectorial. A continuación la placa metálica se sitúa en su posición y se mide el parámetro S_{11} ($S_{11\text{REF}}$). Para asegurar que la placa está colocada perpendicular a las antenas, la cámara dispone de un posicionador que permite el movimiento en los 3 ejes (Fig. 2.27).

2.5.2.4 Realización de las medidas en “free-space”

Para realizar las medidas en configuración R_m se coloca la muestra de compuesto en la placa metálica y se procede a la medición del parámetro S_{11} ($S_{11\text{MUESTRA}}$). Es importante asegurarse que no quedan espacios de aire entre ambas, pues la medida sería errónea. También pueden realizarse medidas de R_m de esquemas multicapas. Para ello se introducen una o varias capas separadoras de material conocido entre la placa metálica y la muestra de compuesto (Fig. 2.31) y se miden los parámetros S para cada configuración multicapa. Las estructuras estudiadas en esta tesis están formadas por una capa separadora más el compuesto.

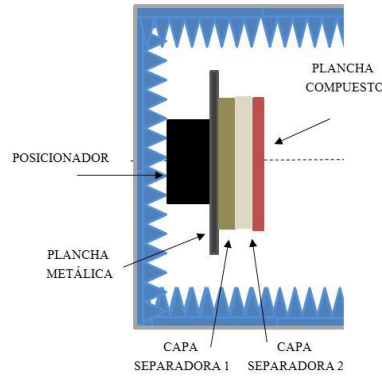


Fig. 2.31 – Esquema multicapa en configuración
para medidas R_m .

2.5.2.5 Procesado de los datos de las medidas en “free-space”

Las medidas de los parámetros S medidos para “free-space” se procesan mediante un programa desarrollado específicamente. La primera parte del programa realiza la corrección sobre estos datos, es decir, las calibraciones correspondientes. El resto del programa muestra las medidas de $R_m(f)$ sobre la estructura compuesto-metal y se extraen los valores de ϵ_r^* y μ_r^* del compuesto por el Método de Optimización. La explicación del procesado y la correspondiente denominación de cada uno de los dos métodos, listados a continuación, se realiza detalladamente en el *Capítulo 3*.

- $R_m_f_{min}$. Medidas de la reflectividad en función de la frecuencia, $R(f)$. El objetivo principal es hallar el valor de frecuencia donde se produce nula o mínima reflectividad, la R_{min} .
- $R_m_CAMARA_Optimización$. Extrae los valores de la ϵ_{ef} y de la μ_{ef} del compuesto a partir del *Método de Optimización* de la R_m .

2.6 SUMARIO

En este *Capítulo 2* se han expuesto las diferentes técnicas experimentales empleadas en este trabajo para la caracterización del microhilo, que incluyen la explicación de la fabricación de los microhilos

mediante la técnica de Taylor- Ulitovsky y su posterior caracterización magnética, a través de un ciclo de histéresis, y su caracterización estructural con un SEM. De ésta última se han obtenido las dimensiones de los microhilos, siendo $\phi_{\text{núcleo}} \sim 5\mu\text{m}$ y $\phi_{\text{pyrex}} \sim 16\mu\text{m}$ para el microhilo tipo MG I y $\phi_{\text{núcleo}} \sim 9\mu\text{m}$ y $\phi_{\text{pyrex}} \sim 26\mu\text{m}$, para el tipo MGII.

Para la caracterización electromagnética se han presentado los montajes experimentales para las medidas de R_m en *free-space* dentro de una cámara anecoica y para las medidas de T/R mediante un dispositivo de guía de ondas. Se ha explicado la medida de los parámetros S con un analizador vectorial de redes. En ambos casos se ha detallado la preparación de las muestras, la calibración de los equipos involucrados, la realización de las medidas y el posterior procesamiento de los datos.

2.7 REFERENCIAS Y BIBLIOGRAFÍA

- 1 http://ppgamercoatus.ppgpmc.com/products/pdf/235_PDS_AI.pdf
- 2 G. F. Taylor, Physical Review 23, 655 (1924)
- 3 A. V. Uliovsky, Priory i Technika Eksperimenta 3, 115 (1957)
- 4 I. W. Donald, Journal of Materials Science, 22, 266 (1987)
- 5 A. Zhukov, J.González, M.Vázquez, V.Larin, A.Torcunov, Encyclopedia of Nanoscience and Nanotechnology, 6, 365 (2004)
- 6 <http://www.cnme.es/>
- 7 I. Goldstein, “*Scanning Electron Microscopy and X-ray Microanalysis*”, Plenum Press, New York (1992)
- 8 M. Grágeda, S. Montesinos, “*Aplicaciones de Microscopia Electrónica de Barrido (SEM)*”
- 9 J.A. Martín, “Microscopia para el estudio de materiales y Láminas Delgadas”, Facultad de ciencias físicas y matemáticas, Universidad de Chile (2002)
- 10 E.M. Purcell, “Electricity and Magnetism”, Berkeley Physics Course (1963)
- 11 L. F. Chen, C. K. Ong and C. P. Neo, V. V. Varadan and V. K. Varadan, “*Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization*”, John Wiley and Sons, Ltd. (2004)
- 12 F. Sischka, “*Basics of S-Parameters*”, (2008)
- 13 C. A. Schuler, “*Electrónica, Principios y Aplicaciones*” Editorial Reverté, (2002)
- 14 “V.N. A. Operating Manual”, V.I and V.II, RHODE&SCHWARZ
- 15 <http://www.flexiguide.com/>
- 16 N. Marcuvitz, “*Waveguide Handbook*”, Massachusetts Institute of Technology, McGraw-Hill, Inc (1951)
- 17 I. Rolfes, B. Schiek, Advances in Radio Science 2, 19 (2004)
- 18 K. Rochford, J. Curran, “*TRL Calibration for Non-Coaxial Measurements*”, Semiconductor Test Symposium, HP (2002)
- 19 I. Rolfes, B. Schiek, Advances in Radio Science 2, 19 (2004)
- 20 E.F.Knott, J.F.Shaeffer, M.T. Tuley, “*Radar Cross Section*”, (2004)
- 21 R. Nikolova, “*Basic Methods in Antenna Measurements*”, (2012)
- 22 E.F. Knott, J. F. Shaeffer, M. T. Tuley, “*Radar Cross Section*”, SciTech Publishing, Inc.(2004)
- 23 M.S. Spiegel, L. Abellanas, “*Fórmulas y Tablas de Matemática Aplicada*”, McGraw-Hill (1988)
- 24 L. H. Hemming, “*Electromagnetic Anechoic Chambers*”, John Wiley & Sons, Inc. (2002)
- 25 P. P. Brito, M. P. López, “*Diseño y Construcción de una Cámara Anechoica para la Facultad de Ingeniería Electrónica*” (2006)

26 <http://www.siepel.com/en/siepel-international/product/electromagnetic-absorbers>

27 “*Applying Error Correction to Network Analyzer Measurements*”, Agilent Technologies, Inc. (2002)

Capítulo 3

“ABSORCIÓN E INTERFERENCIAS.

REFLECTIVIDAD EN UNA ESTRUCTURA MULTICAPA”

3.1 INTRODUCCIÓN

Uno de los objetivos de este trabajo es diseñar estructuras anti-reflectantes para un rango de frecuencia determinado. En este capítulo se estudian dos tipos de estructuras: una primera formada por una capa de material compuesto, el material RAM, sobre la superficie metálica y las otras estructuras formadas por la capa de material compuesto más una capa de un material dieléctrico y tras ambas la superficie metálica.

El apartado 3.2 presenta un estudio de los fenómenos de absorción y de interferencias de ondas electromagnéticas planas que juegan un papel muy importante en el control de la R_m . Este trabajo se centra en el cálculo de las interferencias destructivas, responsables de obtener valores nulos de la reflectividad.

En el apartado 3.3 se describe cómo han de ser las estructuras (dimensiones, posición de las láminas, espesores,...) para obtener un valor de R_m en la frecuencia deseada. En particular se describen tres tipos de estructuras: *Dallenbach*, *Salisbury* y *Jaumann*, que son conocidas como “resonantes” o “ $\lambda/4$ ”. Todas ellas tienen en común la búsqueda de interferencias destructivas en la primera superficie de la estructura multicapa entre las ondas reflejada por las diferentes capas del material.

En el apartado 3.4 se realiza el cálculo teórico para hallar la T y la R en un esquema multicapas. Se particulariza el estudio para el caso en que se coloca una superficie metálica tras dicho esquema, para la obtención de una expresión teórica para R_m . El apartado 3.5 está dedicado al proceso de extracción de la ϵ_r^* y μ_r^* a partir de las medidas experimentales de R_m y de su ajuste con el modelo teórico. Estos valores calculados de los parámetros electromagnéticos se emplean, posteriormente, en el diseño de estructuras anti-reflectantes. Se completa este apartado con el sub-apartado 3.6.4, donde se enumeran los errores asociados con las medidas en “*free-space*”.

Para finalizar, se presenta el sumario en el apartado 3.7 donde se describen los hitos conseguidos en este capítulo.

3.2 ABSORCIÓN E INTERFERENCIAS

Las ondas electromagnéticas presentan una serie de efectos como son los de reflexión, difracción, absorción o interferencias [1]. En este apartado se analiza el fenómeno de la **absorción** por parte del medio por el cual se propaga la onda y el fenómeno de **interferencias** que se producen entre la onda reflejada por la superficie metálica y las ondas reflejadas por el resto de las superficies. Se muestra como la interferencia destructiva es la principal responsable de obtener reflectividad nula y cómo para

que esto suceda el espesor del material ha de ser $\lambda/4$ (o múltiplo impar), siendo λ la longitud de onda de la onda incidente. Para finalizar, se comprueba que en la mayoría de los casos ambos fenómenos, interferencias y absorción, participan simultáneamente en el control de la R_m .

3.2.1 Absorción de ondas electromagnéticas

El fenómeno de la absorción es el proceso por el cual las ondas electromagnéticas son atenuadas por la materia [2]. Cuando una onda viaja por el aire e impacta sobre un material, parte de la radiación se refleja, parte se transmite y parte se absorbe. Esta absorción realmente es una transformación de la energía de la onda en otra energía, normalmente en calor (aunque muchos materiales no desprenden suficiente calor para que éste sea detectado cuando son iluminados por un campo electromagnético) y recibe el nombre de **pérdidas por absorción** (Fig. 3.1). La cantidad de energía absorbida depende, principalmente, del material sobre el que incide la onda, en concreto de los valores de ϵ_r^* y μ_r^* y del espesor.

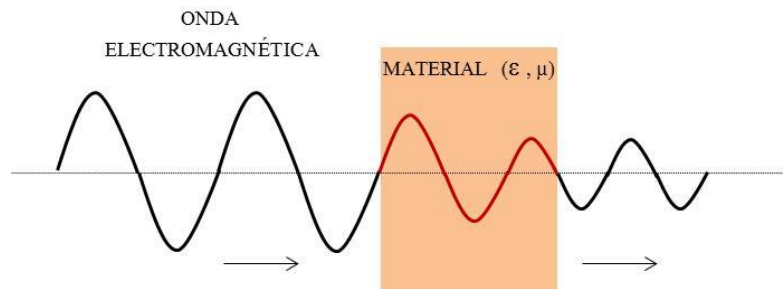


Fig. 3-1-Fenómeno de la absorción de una onda electromagnética al penetrar en un medio con pérdidas.

De este modo, estudiando cantidad y modo de atenuación sufrida por la onda dentro del material, se podrán conocer parámetros característicos del mismo, como la permitividad y la permeabilidad. Y viceversa, si se conocen los valores de estos parámetros electromagnéticos, se podrán diseñar estructuras anti-reflectantes con un valor nulo o mínimo de la reflectividad. Como se estudió en el capítulo anterior, los materiales poseen valores intrínsecos de ϵ_r^* y μ_r^* , pero cuando se fabrica un nuevo compuesto mediante la mezcla de dos materiales, los valores de sus parámetros electromagnéticos nuevos no se corresponden con la media de ambos, como demuestran los cálculos basados en las teorías de mezclas, que se estudiarán en detalle en el *Capítulo 5*.

Aunque los mecanismos de pérdidas pertenecen al nivel microscópico, el análisis de los compuestos se realiza desde un punto de vista macroscópico. Estas pérdidas por absorción pueden ser eléctricas y magnéticas. Como se ha indicado en el *Capítulo 1*, es la parte imaginaria de la permitividad la que nos indica el nivel de pérdidas eléctricas. Éstas son debidas, principalmente, a la generación de corrientes inducidas en el material de conductividad finita. En el caso de las pérdidas magnéticas, la responsable es la parte imaginaria de la permeabilidad. Por ejemplo, en los materiales ferromagnéticos el origen de estas pérdidas se encuentra, principalmente, en la rotación de la imanación dentro de los dominios [3].

3.2.2 Interferencias de ondas electromagnéticas

Se produce interferencia cuando dos ondas coinciden en un mismo punto del medio por el que se propagan. Las vibraciones se superponen y el estado de vibración resultante es la suma de los producidos por cada onda. Este efecto se conoce como *El Principio de Superposición* [4].

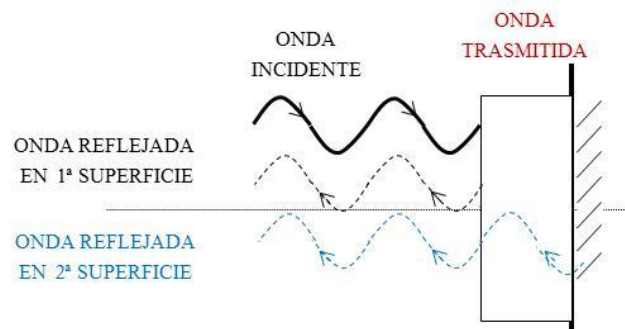


Fig. 3-2 – Esquema de una interferencia constructiva entre las dos ondas reflejadas.

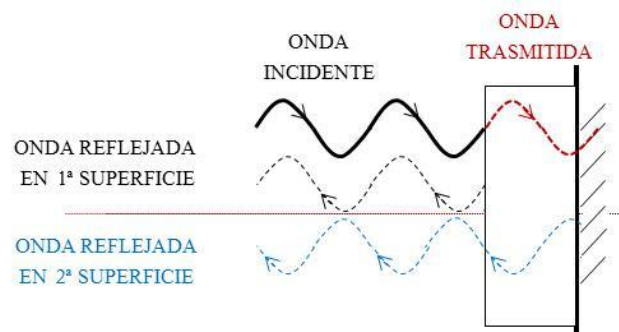


Fig. 3-3 – Esquema de una interferencia destructiva entre las dos ondas reflejadas.

Dos ondas electromagnéticas planas con la misma frecuencia, que viajan en la misma dirección y sentido, producen **interferencia constructiva** si están en fase (Fig. 3.2). En este caso coinciden los máximos de las ondas y la onda resultante será la suma de ambas. Cuando las ondas de misma frecuencia están desfasadas un ángulo π , se tiene **interferencia destructiva** (Fig. 3.3). En este caso, los máximos de la onda incidente coinciden con los mínimos de la onda reflejada y onda resultante se anula. Si la frecuencia de cada onda es diferente, existirá una alternancia en el tiempo entre interferencia constructiva y destructiva.

A continuación se analiza el caso de la interferencia destructiva, principal responsable de la anulación de reflectividad (Fig. 3.4). Sea \vec{E}_i la onda incidente en la dirección x. Esta onda incide sobre el material (1ª superficie) dando lugar una onda reflejada \vec{E}_{r1a} y a una onda transmitida que atraviesa el material recorriendo una distancia d hasta impactar sobre la superficie metálica y reflejarse de nuevo, \vec{E}_{r2a} . Esta nueva onda reflejada recorre de nuevo la distancia d hasta la primera superficie. Ambas ondas reflejadas, la de la primera superficie y la de la segunda superficie, interfieren para obtener una reflectividad no nula.

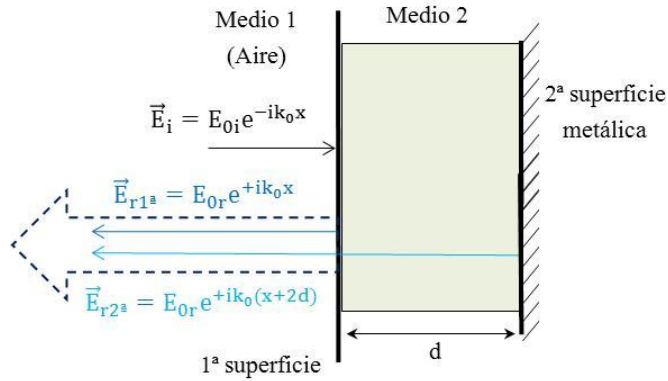


Fig. 3-4 – Esquema del fenómeno de interferencia entre las onda reflejadas por ambas superficies.

En el *Capítulo 1* de “Introducción” se ha definido la reflectividad R como la razón entre la onda reflejada y la onda incidente (1.30). Así que para que la reflectividad sea nula, la onda reflejada total, $\sum \vec{E}_r$, que es la suma de todas las ondas reflejadas por las distintas superficies, ha de ser cero, es decir:

$$R = \frac{\sum \vec{E}_r}{\vec{E}_o} = 0 \quad 3.1$$

$$\sum \vec{E}_r = \vec{E}_{r1} + \vec{E}_{r2} = |\vec{E}_o| e^{ik^*x} + |\vec{E}_o| e^{ik^*(x+2d)} = 0 \quad 3.2$$

$$(1 + e^{ik^*d}) = 0, \quad 2\text{Re}(k^*)d = \pi + 2n\pi \quad 3.3$$

Si se sustituye el vector de onda (1.11) y se despeja la distancia d , se obtiene:

$$d = \frac{\lambda}{4}(1 + 2n) \quad 3.4$$

Es decir, que para obtener reflectividad nula el espesor del material ha de ser $\lambda/4$ (o múltiplo impar) y las amplitudes de la onda reflejada por la primera y por la segunda superficie han de ser iguales. Si se produce absorción de la onda transmitida por parte del material, las amplitudes de estas ondas reflejadas no son iguales y la interferencia destructiva no es total, por lo que tendremos reflectividad no nula (*Fig. 3.5*).

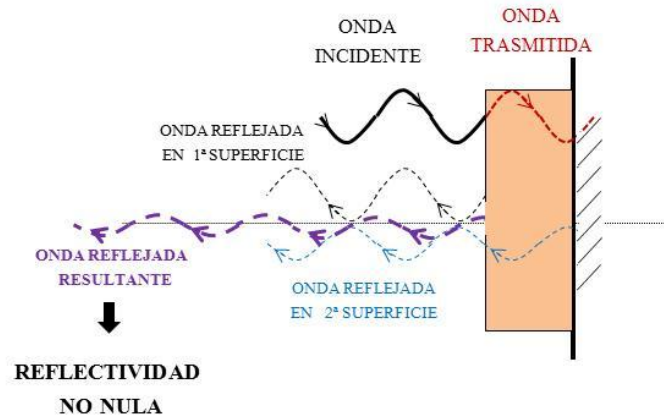


Fig. 3-5– Esquema del fenómeno de interferencia con absorción.

En resumen, un material anti-reflectante ideal es aquel que presenta interferencia destructiva total, es decir, que la suma de las ondas reflejadas en la primera superficie es cero y, por lo tanto, presenta reflectividad nula.

3.3 TIPOS DE DISPOSITIVOS REFLECTORES

En este apartado se describen tres estructuras anti-reflectantes: Dallenbach, Salisbury y Jaumann [5]. En la bibliografía reciben el nombre de estructuras resonantes y para evitar posibles evocaciones

con el fenómeno de resonancia física de los microhilos, serán denominadas como dispositivos o estructuras o materiales anti-reflectantes o “sintonizables” o “absorbentes $\lambda/4$ ” a lo largo de este trabajo. Como se ha indicado en el apartado 3.2.2, para obtener R_m nula en la primera superficie las interferencias han de ser destructivas (el espesor del material ha de ser de $\lambda/4$ o múltiplo) y, además, no ha de haber pérdidas por absorción. Cuando se producen pérdidas, la interferencia no es destructiva total y se tiene reflectividad no nula.

Sintonizar una estructura anti-reflectante significa conseguir la R_m nula o mínima a una frecuencia deseada. Este valor de reflectividad nula o mínima se llama R_{min} . Como se verá en este capítulo, esto se consigue variando los espesores y los valores de ϵ_r^* y μ_r^* de cada una de las capas que componen la estructura multicapa. La elección de estos parámetros dependerá de la frecuencia a la que se desee tener interferencia. A su vez, los valores de ϵ_r^* y de μ_r^* dependen de la matriz y del aditivo elegido.

También existen otros modos de conseguir dispositivos anti-reflectores, como son las Estructuras de Frecuencia Selectiva, FSS (del inglés “*Frequency Selective Structures*”) [6]. En la literatura también se conocen como superficies reconfigurables o superficies “smart”. La mayoría de ellas están compuestas por una o más capas metálicas entre láminas dieléctricas. Las láminas metálicas están perforadas dibujando un patrón de tal manera que, para la frecuencia sintonizada, deja pasar casi el 100% de la energía incidente obteniendo una reflectividad casi nula pero, fuera de esta frecuencia, casi toda la energía incidente es reflejada obteniendo así una reflectividad muy elevada [7]. Además, estas estructuras pueden modificarse para variar la frecuencia a la que se produce R_{min} .

3.3.1 Dispositivos Dallenbach

El esquema tipo **Dallenbach** consiste en una capa de material absorbente dispuesto sobre una superficie metálica (*Fig. 3.6*) [8]. El espesor de esta capa debe ser de un espesor igual a $\lambda/4$ para que se produzca interferencia (4.5), pero como parte de la onda es absorbida según va atravesando el material, esta interferencia no será totalmente destructiva. Para conseguir que se produzca dicha interferencia en la frecuencia deseada se juega con el espesor d_1 y con los valores de ϵ_r^* y de μ_r^* de la capa de absorbente RAM [9].

El inconveniente que presentan estas estructuras es que las distancias de $\lambda/4$ se corresponden con grandes longitudes de onda para las frecuencias en el rango de microondas. Por ejemplo, para las frecuencias en las que se trabaja en esta tesis, del orden de 10^{10} Hz, la longitud $\lambda/4$ es, aproximadamente, de 7.5mm. Esto implica disponer de una capa de un grosor elevado que en muchos casos puede suponer un inconveniente.

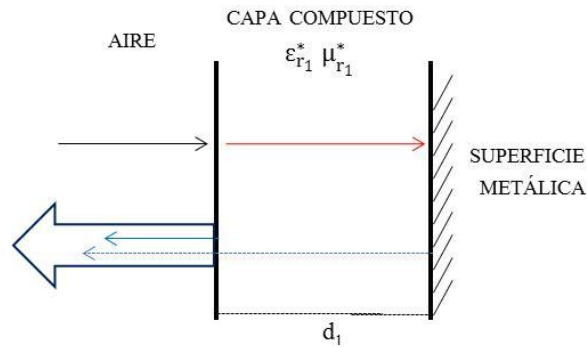


Fig. 3-6– Esquema de una estructura tipo “Dallenbach”

Para disminuir el espesor d_1 se buscan compuestos con altos valores o bien de la parte real de permitividad o bien de la parte real de la permeabilidad. Estos dispositivos también se denominan de banda estrecha (en inglés “*narrow-band*”) y con ellos se alcanzan valores nulos o casi nulos de R_m para un rango de frecuencia muy estrecho.

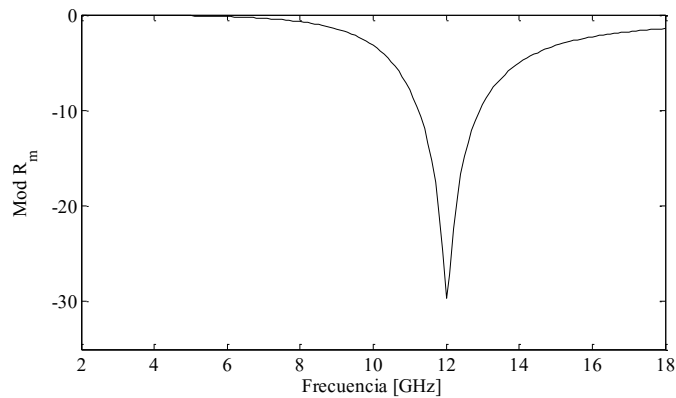


Fig. 3-7 – Módulo de R_m en función de la frecuencia en una estructura Dallenbach clásica.

En la (Fig. 3.7) se muestra un ejemplo del comportamiento típico de la R_m en función de la frecuencia para estas estructuras. Se observa como la R_{\min} se produce en 12 GHz, con una amplitud de unos 30dB. Las estructuras de una capa que se estudian en esta memoria son similares a estos dispositivos, donde la capa de material absorbente es la plancha de compuesto de pintura con microhilos.

El estudio de este tipo de dispositivos a lo largo de los años ha mostrado que no es posible obtener un absorbente de banda ancha con una sola capa, al menos para espesores de unos pocos milímetros [10]. Para aumentar el ancho de banda es necesario disponer de un esquema multicapa como se verá a continuación con las estructuras Salisbury y Jaumann. Aunque se han conseguido diseñar dispositivos con amplios anchos de banda, no se sabe con certeza el máximo valor de ancho de banda que se puede alcanzar [11], [12].

3.3.2 Dispositivo Salisbury

La configuración tipo **Salisbury** (conocida en inglés como “*Salisbury Screen*”) [13] es también un absorbente de tipo resonante y está formado por una lámina situada a una distancia de $\lambda/4$ de la placa metálica (Fig. 3.8), separado por una capa denominada “capa separadora” o, simplemente, “separadora” [14]. Típicamente esta capa es aire, aunque se puede sustituir por una capa de otro material normalmente dieléctrico, con valores de permitividad relativa del orden de la del aire y pérdidas mínimas. Dicha lámina está formada por un material que tiene propiedades de dieléctrico y de conductor y suele tener un espesor muy bajo [15].

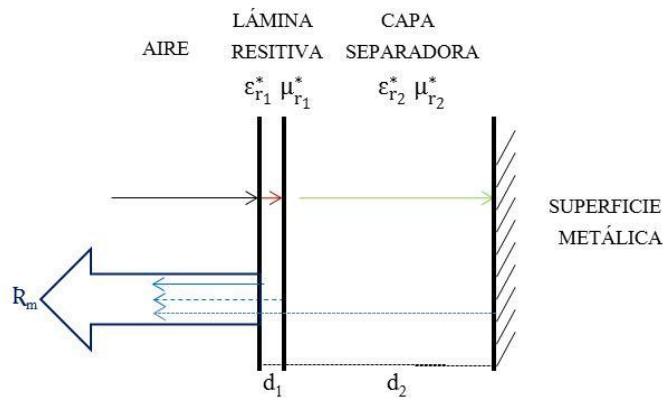


Fig. 3-8 – Esquema de una estructura tipo Salisbury

Para sintonizar estas estructuras se puede variar los parámetros tanto de la primera capa de compuesto, d_1 , ϵ_{r1}^* y μ_{r1}^* , como de la segunda capa d_2 . Al igual que las estructuras tipo Dallenbach, si se desea reducir el espesor de la capa separadora se han de introducir materiales de altos valores de ϵ_{r1}' y μ_{r1}' . Las estructuras de dos capas que se fabrican y estudian en esta tesis son similares a un

dispositivo Salisbury, donde la lámina es la plancha de compuesto de pintura con microhilos y la capa separadora, en vez de aire, es de Plexiglass.

A lo largo de los años se han fabricado diferentes dispositivos basados en el tipo Salisbury [16]. Una de las primeras estructuras estaba formada por lienzos con estructura de madera y cubierto con grafito [17]. Posteriormente, ya en los años 80, comienzan a aparecer los primeros dispositivos que emplean polímeros conductores como material absorbente [18]. En años recientes, se han diseñado y fabricado absorbentes FFS con esquema tipo Salisbury para intentar aumentar el ancho de banda [19]. Otras investigaciones se han centrado en sustituir la lámina resistiva por una lámina con altas pérdidas dieléctricas, consiguiendo valores muy elevados de la permitividad y anchos de banda de más de 4GHz en 10dB [20].

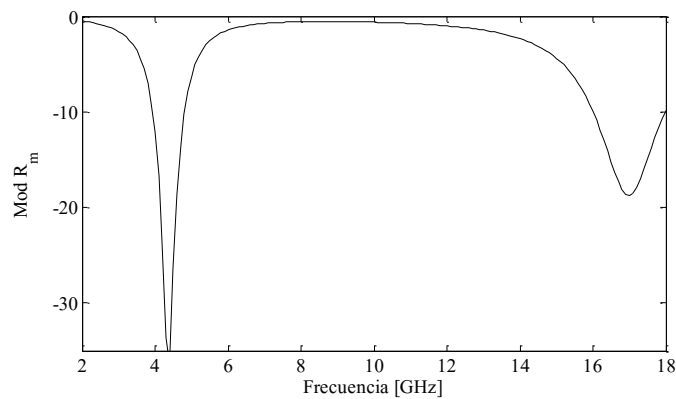


Fig. 3-9 – Módulo de R_m en función de la frecuencia en una estructura Salisbury clásica.

El ancho de banda de estas estructuras se puede optimizar para obtener la reflectividad mínima [21]. Analíticamente también se puede observar como decrece el ancho de banda cuando se aumenta la parte real de la permitividad de la capa separadora o cuando se aumentan el número de capas [22] (en este caso, se tiene una estructura tipo Jaumann, que se revisa en el sub-apartado siguiente). En la (Fig. 3.9) se muestra un ejemplo del comportamiento típico de la R_m en función de la frecuencia para estas estructuras.

3.3.3 Dispositivo Jaumann

Para aumentar el ancho de banda de las estructuras tipo Salisbury puede repetirse el esquema capa separadora y lámina resistiva tantas veces como se quiera (*Fig. 3.10*) [12]. El ancho de banda que se puede conseguir depende del número de capas. Estos nuevos esquemas se conocen como estructuras o dispositivos tipo **Jaumann** [23]. En la (*Fig. 3.11*) se muestra un ejemplo del comportamiento típico del módulo de la \tilde{R}_m en función de la frecuencia para estas estructuras.

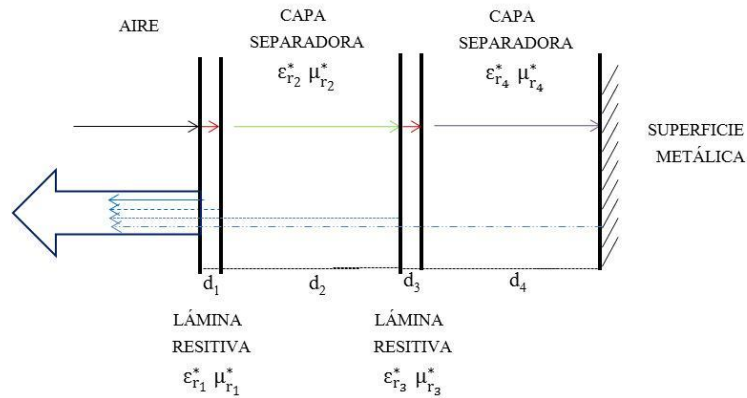


Fig. 3-10 – Esquema de una estructura tipo Jaumann.

Al igual que con las estructuras tipo Salisbury, también se puede remplazar la capa de aire por otro material dieléctrico, o incluso por un material con pérdidas [24]. En la bibliografía se pueden encontrar dispositivos fabricados con distintos materiales, como polímeros conductores [25].

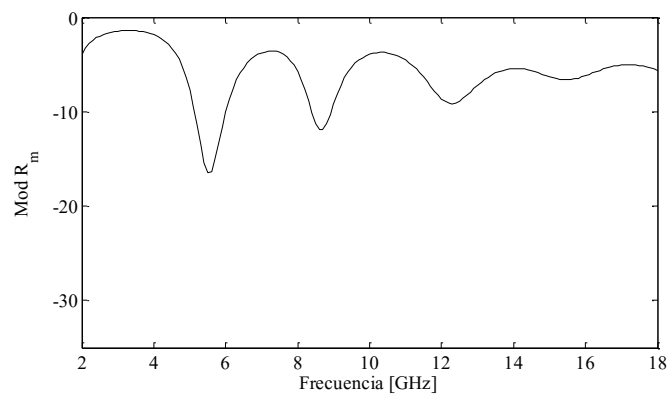


Fig. 3-11 – Módulo de \tilde{R}_m en función de la frecuencia en una estructura Jaumann clásica.

A lo largo de los años se han desarrollado diferentes procedimientos teóricos para estudiar las reflectividad en estos sistemas multicapas [26]. Recientes estudios teóricos demuestran que se pueden obtener anchos de banda de más de 16 GHz en 30 dB [27].

3.4 TRANSMISIÓN Y REFLECTIVIDAD DE UNA ESTRUCTURA MULTICAPA

En este apartado se exponen las expresiones para la T y la R de una estructura multicapa. Se particulariza para el caso en que se sitúa dicha estructura delante de una superficie metálica. La base para este cálculo es sencilla: se parte de las ecuaciones de Maxwell en un medio sin carga eléctrica libre (1.1-1.4) y se aplican las condiciones de contorno entre las distintas capas (1.16-1.17), aplicando la aproximación de onda plana. Este desarrollo puede encontrarse en numerosas referencias bibliográficas [28], [29], por lo que en estas páginas sólo se expondrá un resumen del camino a seguir para encontrar las expresiones para la T y la R , y de la R_m .

3.4.1 Estructura compuesto-metal con una capa

Se comienza con el caso más sencillo de una estructura multicapa donde se tiene una capa de material compuesto (Fig. 3.12). Se considera una onda propagándose en la dirección del eje z , donde el primer sumando de esta expresión es la onda incidente y el segundo sumando corresponde a la onda reflejada.

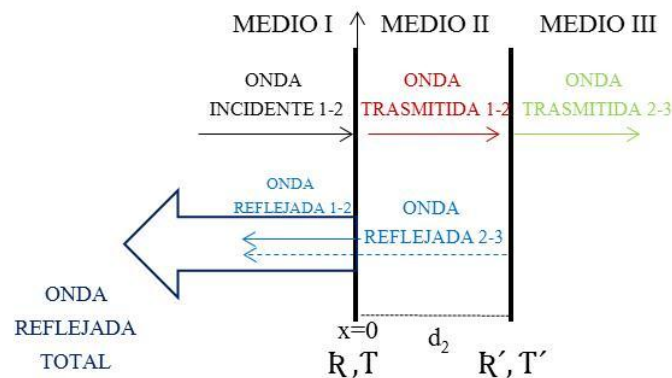


Fig. 3-12 – Esquema de una estructura formada por una capa de compuesto.

Las expresiones para la onda electromagnética en el MEDIO I son:

$$E_y(x) = E_{0+} e^{-ik_1^* x} + E_{0-} e^{+ik_1^* x} = E_0 \left(e^{-ik_1^* x} + R e^{+ik_1^* x} \right) \quad 3.5$$

$$H_z(x) = H_{0+} e^{-ik_1^* x} + H_{0-} e^{+ik_1^* x} = \frac{E_0}{Z_1^*} \left(e^{-ik_1^* x} - R e^{+ik_1^* x} \right) \quad 3.6$$

Donde k_1^* es el vector de onda y Z_1^* es la impedancia característica del MEDIO I, en este caso el aire. Y en el MEDIO II son las siguientes:

$$E_y(x) = E_0 \left(e^{-ik_2^* x} + R^* e^{+ik_2^* x} e^{-2ik_2^* d_2} \right) \quad 3.7$$

$$H_z(x) = \frac{E_0}{Z_2^*} \left(e^{-ik_2^* x} - R^* e^{+ik_2^* x} e^{-2ik_2^* d_2} \right) \quad 3.8$$

Donde k_2^* es el vector de onda y Z_2^* es la impedancia característica del MEDIO II. Como se vio en el capítulo 1, las condiciones de contorno implican la conservación del campo eléctrico y del campo magnético a través de la frontera. Una consecuencia inmediata es que la impedancia es continua entre los dos medios, es decir:

$$Z_1|_{x=0} = \frac{E_{1y}}{H_{1z}} \Big|_{x=0} = \frac{E_{2y}}{H_{2z}} \Big|_{x=0} = Z_2|_{x=0} \quad 3.9$$

Si se sustituyen (3.7) y (3.8) en (3.9) se obtienen las siguientes igualdades:

$$\frac{E_0 \left(e^{-ik_1^* x} + R^* e^{+ik_1^* x} \right)}{\frac{E_0}{Z_1^*} \left(e^{-ik_1^* x} - R^* e^{+ik_1^* x} \right)} = \frac{E_0 \left(e^{-ik_2^* x} + R^* e^{+ik_2^* x} e^{-2ik_2^* d_2} \right)}{\frac{E_0}{Z_2^*} \left(e^{-ik_2^* x} - R^* e^{+ik_2^* x} e^{-2ik_2^* d_2} \right)} \quad 3.10$$

$$\frac{Z_1^* (1 + R^*)}{(1 - R^*)} = \frac{Z_2^* (1 + R^* e^{-2ik_2^* d_2})}{(1 - R^* e^{-2ik_2^* d_2})} \quad 3.11$$

Si se despeja R , teniendo en cuenta (1.30) que relaciona el coeficiente de reflexión local r_{12} con las impedancias de los medios Z_1^* y Z_2^* , se obtiene la siguiente expresión para la **reflectividad** en la superficie del MEDIO I:

$$R^* = \frac{\left(r_{12}^* + R^* e^{-2ik_2^* d_2} \right)}{\left(1 + r_{12}^* R^* e^{-2ik_2^* d_2} \right)} \quad 3.12$$

Y de (1.32) la expresión para la **transmisión** en la superficie del MEDIO I es:

$$T^* = \frac{(1 + R^*)}{(1 + R^* e^{-2ik_2^* d_2})} e^{-ik_1^* d_1} \quad 3.13$$

Si tras el MEDIO II se sitúa una superficie metálica (Fig. 3.13), $R' = -1$ y la expresión anterior se reduce a:

$$R_m^* = \frac{(r_{12}^* - e^{-2ik_2^* d_2})}{(1 - r_{12}^* e^{-2ik_2^* d_2})} \quad 3.14$$

Esta es la expresión para el cálculo de la reflectividad R_m en una estructura multicapa formada por una capa de material RAM sobre una superficie metálica. A partir de ella han diseñado y fabricado las estructuras formadas por una capa de compuesto sobre una superficie metálica estudiadas en esta tesis.

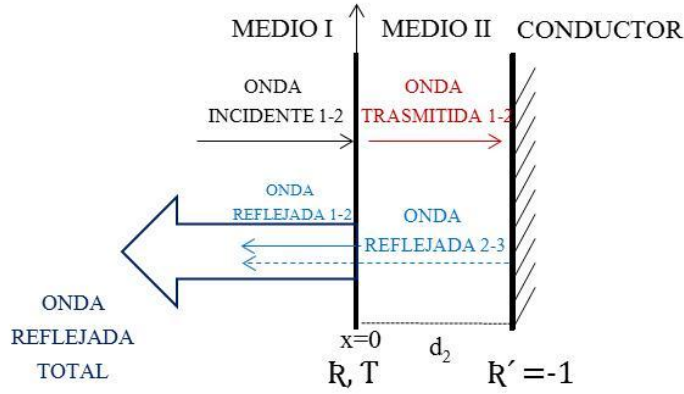


Fig. 3-13 – Esquema de una estructura anti-reflectante formada por una capa de compuesto sobre una superficie metálica.

La capa que se encuentra en el MEDIO II es del compuesto de pintura con microhilos. Para sintonizar la estructura a la frecuencia deseada se varían todos o algunos de los parámetros d_2 , ϵ_r^* y μ_r^* , a través del coeficiente de reflexión local r_{12}^* y del vector de ondas k_2^* .

$$r_{12}^* = \frac{Z_2^* - Z_1^*}{Z_2^* + Z_1^*} = \frac{\sqrt{\frac{\mu_{2r}^*}{\epsilon_{2r}^*}} - \sqrt{\frac{\mu_{1r}^*}{\epsilon_{1r}^*}}}{\sqrt{\frac{\mu_{2r}^*}{\epsilon_{2r}^*}} + \sqrt{\frac{\mu_{1r}^*}{\epsilon_{1r}^*}}} \quad 3.15$$

$$k_2^* = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{\epsilon_{2r}^* \mu_{2r}^*} \quad 3.16$$

3.4.2 Estructura con dos capas

El procedimiento para la extracción de R y de T es similar al caso de una capa. En el apartado anterior se ha calculado la expresión de la reflectividad en la 1ª superficie de la estructura multicapa y, en este, se calcula en la 2ª superficie (Fig. 3.14). Las expresiones para la onda electromagnética en el MEDIO II son:

$$E_{2y}(x) = E_0 \left[e^{-ik_2^*(x-d_2)} + R^* e^{+ik_2^*(x-d_2)} \right] \quad 3.17$$

$$H_{2z}(x) = \frac{E_0}{Z_2^*} \left[e^{-ik_2^*(x-d_2)} - R^* e^{+ik_2^*(x-d_2)} \right] \quad 3.18$$

Donde k_2^* es el vector de onda y Z_2^* es la impedancia característica del MEDIO II, en este caso el compuesto. Y en la región III son las siguientes:

$$E_{3y}(x) = E_0 \left[e^{-ik_3^*(x-d_2-d_3)} + R^{*'} e^{+ik_3^*(x-d_2-d_3)} \right] \quad 3.19$$

$$H_{3z}(x) = \frac{E_0}{Z_3^*} \left[e^{-ik_3^*(x-d_2-d_3)} - R^{*'} e^{+ik_3^*(x-d_2-d_3)} \right] \quad 3.20$$

Donde k_3^* es el vector de onda y Z_3^* es la impedancia característica del MEDIO III, normalmente un dieléctrico con valores de permitividad conocidos. En la frontera $x=d_2$:

$$Z_2^* \Big|_{x=d_2} = \frac{E_{2y}}{H_{2z}} \Big|_{x=d_2} = \frac{E_{3y}}{H_{3z}} \Big|_{x=d_2} = Z_3^* \Big|_{x=d_2} \quad 3.21$$

Si se sustituyen (3.19) y (3.20) en (3.21) se obtienen la siguiente igualdad:

$$\frac{Z_2^* (1 + R^*)}{(1 - R^*)} = \frac{Z_3^* (1 + R^{*'} e^{-2ik_3^* d_3})}{(1 - R^{*'} e^{-2ik_3^* d_3})} \quad 3.22$$

Si se despeja R^* , teniendo en cuenta (1.33) que relaciona el coeficiente de reflexión local r_{23} con las impedancias de los medios II y III, respectivamente, se obtiene la siguiente expresión para la **reflectividad** en la superficie del MEDIO II:

$$R^* = \frac{(r_{23}^* + R^{*'} e^{-2ik_3^* d_3})}{(1 + r_{23}^* R^{*'} e^{-2ik_3^* d_3})} \quad 3.23$$

Y de (1.32) la expresión para la **transmisión** en la superficie del MEDIO II:

$$T^* = \left[\frac{(1 + R^{*'}) (1 + R^{*''})}{(1 + R^{*'} e^{-2ik_2^* d_2}) (1 + R^{*''} e^{-2ik_3^* d_3})} \right] e^{-i(k_1^* d_1 + k_2^* d_2)} \quad 3.24$$

Si (3.23) se sustituye en (3.13) se obtiene la expresión para la reflectividad en la 1ª superficie de una estructura de dos capas:

$$R^* = \frac{\left[r_{12}^* + \frac{(r_{23}^* + R^{*'} e^{-2ik_3^* d_3})}{(1 + r_{23}^* R^{*'} e^{-2ik_3^* d_3})} e^{-2ik_2^* d_2} \right]}{\left[1 + r_{12}^* \frac{(r_{23}^* + R^{*'} e^{-2ik_3^* d_3})}{(1 + r_{23}^* R^{*'} e^{-2ik_3^* d_3})} e^{-2ik_2^* d_2} \right]} \quad 3.25$$

Si tras el MEDIO III se sitúa una superficie metálica (*Fig. 3.15*), $R^{*''} = -1$ y la expresión (3.25) se reduce a:

$$R_m^* = \frac{\left[r_{12}^* + \frac{(r_{23}^* - e^{-2ik_3^* d_3})}{(1 - r_{23}^* e^{-2ik_3^* d_3})} e^{-2ik_2^* d_2} \right]}{\left[1 + r_{12}^* \frac{(r_{23}^* - e^{-2ik_3^* d_3})}{(1 - r_{23}^* e^{-2ik_3^* d_3})} e^{-2ik_2^* d_2} \right]} \quad 3.26$$

Se han diseñado estructuras formadas de dos capas sobre una superficie metálica para su fabricación y posterior estudio. El material de la capa 1 (MEDIO II) es el compuesto de pintura con microhilos, objeto de estudio de esta tesis y cuyos valores de parámetros electromagnéticos se quieren calcular. El material de la capa 2 (MEDIO III) es un dieléctrico, en este caso un plástico con parámetros electromagnéticos conocidos denominado Plexiglás [30].

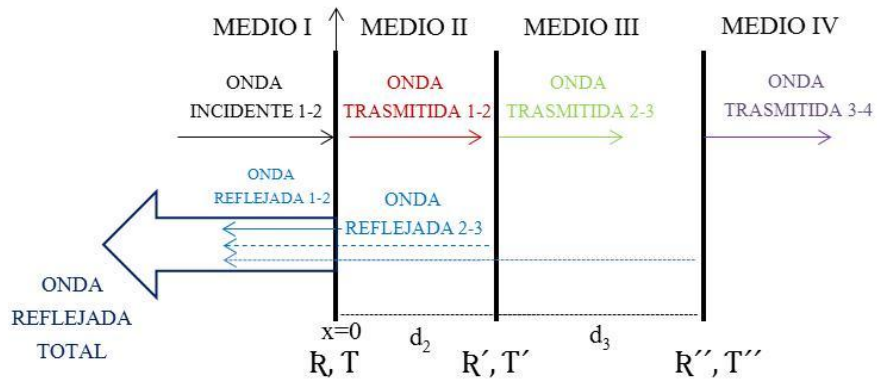


Fig. 3-14 – Esquema de una estructura formada por dos capas.

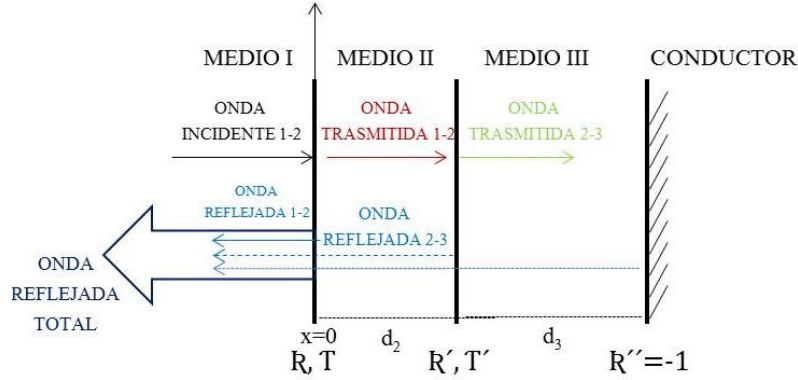


Fig. 3-15 – Esquema de una estructura anti-reflectante formada por dos capas sobre una superficie metálica.

Para obtener la R_m de la estructura multicapa sintonizada en la frecuencia deseada se varían todos o algunos de los siguientes parámetros: d_2 , ϵ_{r2}^* y μ_{r2}^* del MEDIO II, a través del coeficiente de reflexión local r_{12}^* y del r_{23}^* y del vector de ondas k_2^* , y d_3 del MEDIO III:

$$r_{23}^* = \frac{Z_3^* - Z_2^*}{Z_3^* + Z_2^*} = \frac{\sqrt{\frac{\mu_{3r}^*}{\epsilon_{3r}^*}} - \sqrt{\frac{\mu_{2r}^*}{\epsilon_{2r}^*}}}{\sqrt{\frac{\mu_{3r}^*}{\epsilon_{3r}^*}} + \sqrt{\frac{\mu_{2r}^*}{\epsilon_{2r}^*}}} \quad 3.27$$

$$k_3^* = \frac{2\pi f}{c} \sqrt{\epsilon_{3r}^* \mu_{3r}^*} \quad 3.28$$

3.4.3 Esquema con n-capas

Si se repite este procedimiento de cálculo para tres capas, para cuatro capas, y así hasta N capas, se obtiene las expresiones de R y de T para una estructura de N-capas [31]:

$$R_n = \frac{r_n + R_{n+1} e^{-2ik_{n+1}d_{n+1}}}{1 + r_n R_{n+1} e^{-2ik_{n+1}d_{n+1}}} \quad 3.28$$

$$T_n = \prod_{n=1}^N \left[\frac{1 + R_n}{1 + R_{n+1} e^{-2ik_{n+1}d_{n+1}}} \right] e^{-i \sum_{n=1}^N k_n d_n} \quad 3.29$$

3.5 CÁLCULO DE ϵ_r^* Y DE μ_r^* A PARTIR DE R_m

La extracción de los parámetros electromagnéticos de un material se realiza mediante un proceso de optimización de la función de reflectividad R_m (denominado a partir de ahora *Método de Optimización*). Este método consiste en minimizar, dando valores constantes a los parámetros electromagnéticos [32], la diferencia entre la reflectividad medida experimentalmente y la calculada teóricamente a partir de (3.14) para el caso de estructura de 1 capa y a partir de (3.26) para el caso de una estructura de 2 capas:

$$\sum_{vf} |R_{m,th}(\epsilon_r', \epsilon_r'', \mu_r', \mu_r'') - R_{m,exp}(\epsilon_r', \epsilon_r'', \mu_r', \mu_r'')| < \delta \quad 3.30$$

Cuando se mide R_m experimentalmente se obtienen los valores de su parte real y de su parte imaginaria, lo que permite trabajar con el módulo y con la fase. Esto implica que en este método se puede trabajar o bien sólo con el módulo de la reflectividad (a partir de ahora denominado *Método de Optimización_Módulo*), o bien tanto con el módulo como con la fase (denominado *Método de Optimización_Módulo/Fase*).

Se ha desarrollado un programa específico con lenguaje Matlab basado en el algoritmo "*Trust-Region-Reflective Optimization*" [33] que va dando valores constantes a los cuatro parámetros $\epsilon_r', \epsilon_r'', \mu_r'$ y μ_r'' con el fin de minimizar el error en la expresión (3.31). Este programa permite variar el valor inicial de los parámetros electromagnéticos del que parte la búsqueda del mínimo, el error δ , el número de iteraciones que realiza para ajustar las medidas experimentales a las teóricas, y las opciones *Optimización_Módulo* y *Optimización_Módulo/Fase*.

El inconveniente que presenta este último caso es que la medición experimental de la fase es muy sensible a los errores de medida y a la resolución del dispositivo de medida, por lo que cuando se trabaja con la fase aparecen desajustes en la optimización del módulo de R_m , lo que da lugar a que los valores de los parámetros electromagnéticos difieran en ambos casos, como se verá en el apartado 3.6.2.2. Además, sólo se puede emplear el *Método de Optimización_Módulo/Fase* cuando se dispone de una estructura de una capa de material sobre una superficie metálica, pues cuando se introduce alguna capa separadora el error en la medida experimental de la fase es tan elevado que los valores de los parámetros electromagnéticos que se obtienen son erróneos.

Otro inconveniente que presenta es el valor inicial v.i. $[\epsilon_{ri}', \epsilon_{ri}'', \mu_{ri}', \mu_{ri}'']$ con el que comienza la búsqueda del mínimo, pues dependiendo de este v.i se obtienen unos valores o otros de los parámetros electromagnéticos. El programa desarrollado en lenguaje Matlab está basado en el algoritmo "*Trust-Region-Reflective Optimization*". Este algoritmo va dando valores constantes a los cuatro parámetros partiendo de este v.i. En nuestro caso, el programa que aplica la optimización está dentro de otro programa principal que denominamos programa *master*. Este programa *master* ejecuta todos los

métodos de procesamiento de los valores de ϵ_r^* y μ_r^* que se emplean en la tesis (excepto *NRW*), incluidos aquellos del *Capítulo 4* para medidas con guía de ondas. El orden de estos sub-programas es el siguiente:

1. Método de Impedancias
2. Método de Optimización de T y de R
3. Método de Optimización de R_m
4. Método de Ecuaciones de T y de R
5. Método de Ecuaciones de R_m .

Es decir, que el valor inicial que emplea el sub-programa 3, que es el que se aplica en este capítulo para las medidas de “*free-space*”, parte de los valores de los parámetros electromagnéticos calculados en 2, que son los valores calculados para la guía de ondas con el *Método de Impedancias*, por lo que comienza en un mínimo cercano al de la medida experimental. La optimización se ha realizado para dos valores iniciales: el v.i 1, que se ha elegido el [80 -10 1 0] y que reproduce el R_{min} alejado de las medidas experimentales, y el v.i. 2, que proviene de las medidas con guía de ondas del *Capítulo 4*.

También hay que considerar que los valores que el programa va otorgando a los parámetros electromagnéticos son constantes con la frecuencia, y en un rango de estudio tan amplio como es el que se emplea en esta tesis, de 2 a 18 GHz, este hecho puede presentar errores si existe una dependencia real de los parámetros electromagnéticos con la frecuencia.

Otra limitación que presenta este método es que se tienen cuatro incógnitas ϵ_r' , ϵ_r'' , μ_r' , μ_r'' y una ecuación, si se trabaja con *Método de Optimización_Módulo*, o dos ecuaciones si se trabaja con el *Método de Optimización_Módulo/Fase*, por lo que existe cierta incertidumbre en la resolución de este sistema. Por eso este método se aplica habitualmente para estudiar dieléctricos, donde $\mu_r^*=1.0-i0.0$ [34], quedando así reducido el problema a la resolución de un sistema compatible determinado de dos ecuaciones con dos incógnitas ϵ_r' y ϵ_r'' .

3.6 RESULTADOS

En este apartado se divide en varios bloques, cada uno de los cuales se dedica a un estudio concreto. Por un lado, el análisis de la variación de R_m en función de la frecuencia para compuestos con diferentes tipos y cantidad de microhilo y así obtener el valor frecuencia y de amplitud de R_{min} . Por otro lado, el ajuste de las medidas experimentales a un modelo teórico para poder diseñar estructuras

anti-reflectantes a priori. También se incluye la extracción de los valores de ϵ_r^* y μ_r^* de los compuestos a partir de las medidas de R_m .

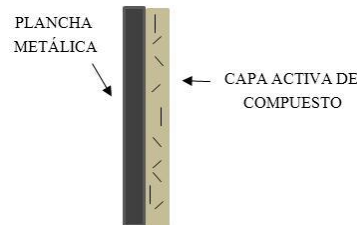


Fig. 3-16 –Estructura formada por una capa de compuesto sobre una superficie metálica.

Se han trabajado con dos tipos de esquemas: de 1 capa y de dos capas. Los primeros están formados por una capa de material compuesto sobre una superficie metálica (Fig. 3.16) y los segundos por dos capas sobre la superficie metálica, siendo la primera capa de compuesto y la segunda de un dieléctrico conocido (Fig. 3.17) y (Fig. 3.18). En ambos casos, como primera capa, llamada en ocasiones capa activa, se han elegido los compuestos objeto de estudio de esta tesis (pintura con microhilos).

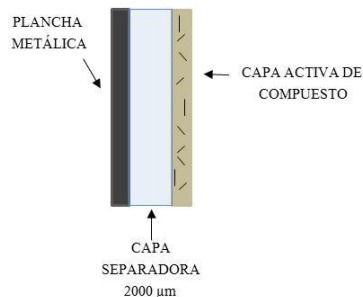


Fig. 3-17 – Estructura formada por dos capas, con separadora de 2000 μm .

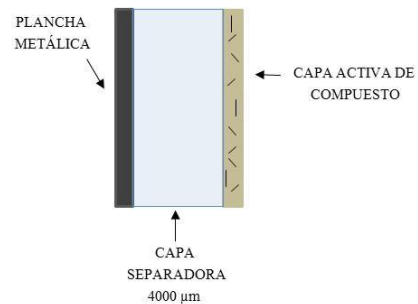


Fig. 3-18 – Estructura formada por dos capas, con separadora de 4000 μm .

Para la realización de las medidas en “free-space” se ha dispuesto el montaje experimental descrito en el apartado 2.4.2.2. del Capítulo 2 de “Técnicas Experimentales” y para el ajuste al modelo teórico se ha aplicado el Método de Optimización descrito en el apartado anterior, el 3.5, tanto el Módulo como Módulo/Fase, partiendo de dos valor iniciales diferentes.

3.6.1 Estructuras para medidas R_m en “free-space”

Los compuestos de las estructuras se han preparado siguiendo las instrucciones descritas en el apartado 4.2.1 del *Capítulo 2* de “Técnicas Experimentales”. El espesor de cada plancha de 25x25 cm de lado se ha medido con un medidor de espesores en 25 puntos de la plancha (*Fig. 3-19*).

1	2	3	4	5
6	7	8	9	10
11	12	13	14	15
16	17	18	19	20
21	22	23	24	25

Fig. 3-19 – Puntos de la plancha donde se ha medido el espesor.

Se ha calculado el valor medio y el error típico para cada plancha. Como se estudia en este apartado, la R_m es muy sensible a la variación de espesores, por lo que es muy importante conocer el valor exacto. Para calcular el error que se introduce al medir el espesor se ha calculado la media de los de los errores de cada plancha, que es de un 6%, aproximadamente. A continuación se muestran las estructuras diseñadas, las capas que contienen, el tipo y el porcentaje de microhilo, el espesor y las capas separadoras (*Tabla 3-1*).

Para comprobar la homogeneidad en la aplicación del compuesto se mide la R_m , en función de la frecuencia de las planchas dispuestas en dos orientaciones, 00° y 90°, respecto al plano perpendicular al eje formado por las antenas, y se comparan los valores de frecuencia y amplitud de R_{min} en cada caso (*Fig. 3.20*).

Tipo mh	% mh	Cactiva (μm)	SEPARADORA (μm)	NOMBRE	Tipo mh	% mh	Cactiva (μm)	SEPARADORA (μm)	NOMBRE
MGI	2%	1010 \pm 64	0	MG12_0	MGII	2%	1022 \pm 67	0	MG12_0
			2000 \pm 20	MG12_2				2000 \pm 20	MG12_2
			4000 \pm 20	MG12_4				4000 \pm 20	MG12_4
	3%	1029 \pm 89	0	MG13_0		3%	998 \pm 78	0	MG13_0
			2000 \pm 20	MG13_2				2000 \pm 20	MG13_2
			4000 \pm 20	MG13_4				4000 \pm 20	MG13_4
	4%	963 \pm 68	0	MG14_0		4%	1013 \pm 58	0	MG14_0
			2000 \pm 20	MG14_2				2000 \pm 20	MG14_2
			4000 \pm 20	MG14_4				4000 \pm 20	MG14_4

Tabla 3-1– Estructuras fabricadas para medidas R_m . Se detalla el tipo y la cantidad de microhilo, el espesor de las capas y la denominación que se les asigna en las páginas siguientes.

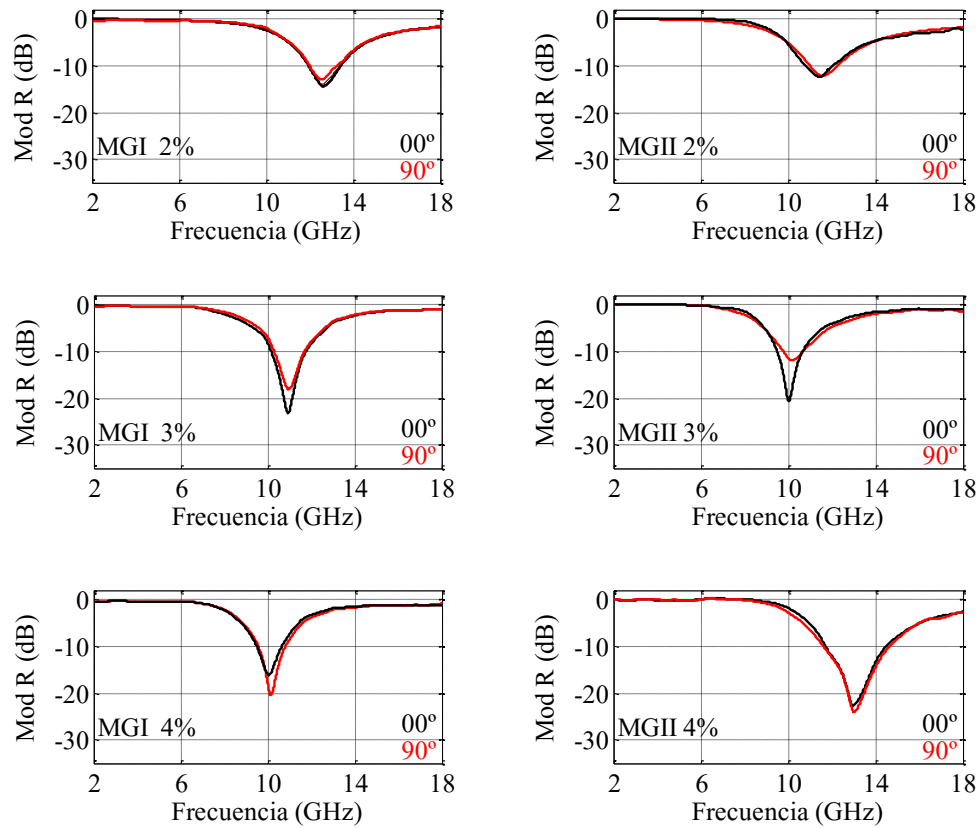


Fig. 3-20 – Módulo de R_m en función de la frecuencia en dos orientaciones, 00° y 90°, para las dos series de compuestos, la MGI y la MGII.

En la *Tabla 3.2* se muestran los valores de la frecuencia y de la amplitud de R_{min} para cada estructura medida. Las desviaciones entre los valores de la frecuencia obtenidos de la medida en las diferentes orientaciones son poco notables, estando por debajo del 2%, lo que implica una buena homogeneidad tanto en la aplicación como en el montaje experimental.

A partir de este momento y durante el resto de este trabajo, sólo se realizan medidas en configuración de 00°. Las variaciones en los valores de la amplitud están asociadas a los cambios en los planos de referencia entre las medidas a 00° y a 90°. En algunos casos, como las muestras MGI2%, estas variaciones no superan el 2%. Pero en otras muestras, como por ejemplo la MGII3%, la diferencia entre los valores de la amplitud alcanza el 25%.

		f(GHz)	IRminl (dB)			f(GHz)	IRminl (dB)
MGI 2%	00°	12.60	14.00	MGII 2%	00°	11.56	12.4
	90°	12.58	12.92		90°	11.61	12.3
		12.6 ± 0.1	13.5 ± 1.0			11.5 ± 0.1	12.3 ± 0.1
MGI 3%	00°	11.00	23.00	MGII 3%	00°	10.00	20.5
	90°	11.01	17.80		90°	10.21	11.9
		11.0 ± 0.1	20.4 ± 5.0			10.1 ± 0.2	16.2 ± 8.4
MGI 4%	00°	10.01	16.01	MGII 4%	00°	8.3	14.34
	90°	10.05	19.5		90°	8.51	17.77
		10.0 ± 0.1	17.8 ± 3.4			8.4 ± 0.2	16.5 ± 3.2

Tabla 3-2– Valores de R_m para medidas en las dos orientaciones: 00° y 90°.

3.6.2 R_m para estructuras con 1 capa

Estas estructuras están formadas por la capa de compuesto más la capa metálica (Fig. 3-16). En la primera parte de este apartado se muestran las medidas experimentales de la R_m en función de la frecuencia para cada estructura y se estudia cómo influye el tipo y la cantidad de microhilo añadido sobre la R_{min} . En la segunda parte se ajusta el modelo teórico a las medidas experimentales de $R_m(f)$ para calcular el valor de ϵ_r^* y de μ_r^* de la capa de compuesto en cada estructura.

3.6.2.1 $R_m(f)$ para diferentes %

Se muestran las medidas experimentales de la reflectividad en función de la frecuencia y se comparan los valores de R_{min} de cada compuesto. Esto permite analizar la variación del R_m en función del porcentaje de microhilo, 2, 3 y 4%, para cada serie preparada (Fig. 3-21). Se observa como según se aumenta el % de microhilo disminuye la frecuencia a la que se produce R_{min} . En la Tabla 3-3 se muestran estos valores de frecuencia y de amplitud de R_{min} .

MGI			MGII		
	f(GHz)	IRminl (dB)		f(GHz)	IRminl (dB)
2%	12.6	14.0	2%	11.6	12.5
3%	11.0	23.0	3%	10	20.5
4%	10.0	16.0	4%	8.3	15.0

Tabla 3-3– Valores de la frecuencia y de la amplitud de R_{min} .

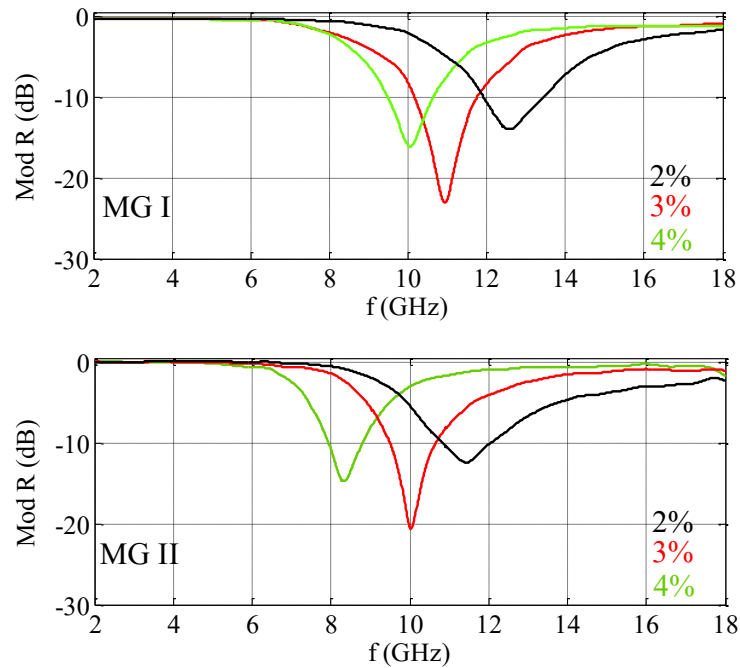


Fig. 3-21 – Módulo de R_m en función de la frecuencia para distintos porcentajes de microhilo, para la serie MGI y la MGII.

Se representan estos datos para extraer la dependencia de la frecuencia con el porcentaje de inclusión para cada tipo de microhilo (Fig. 3-22). Esto permite diseñar, a priori, estructuras monocapa variando la cantidad de microhilo para sintonizar la reflectividad a la frecuencia deseada.

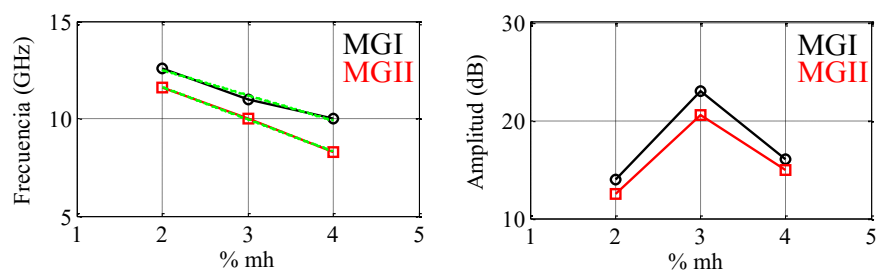


Fig. 3-22 – Variación de la frecuencia y de la amplitud con el porcentaje de microhilo (%mh) de la serie MGI y la MGII. Las líneas discontinuas en verde representa el ajuste lineal.

Por ejemplo, si se desea una estructura sintonizada en 12GHz, se precisa de una cantidad de MGI de 2.4%, mientras que si tenemos microhilo tipo MGII la cantidad será un 1.9%, aproximadamente. Controlar la amplitud es más complejo, pues ya se ha visto como es más

sensible a las medidas experimentales a través de la fase, y cómo puede verse influida por la disposición del montaje experimental.

	Frecuencia (%mh)
MG I	$f(\%_{mh}) = (15.1 \pm 0.3) - (1.3 \pm 0.1) \%_{mh}$
MG II	$f(\%_{mh}) = (15.0 \pm 0.4) - (1.6 \pm 0.2) \%_{mh}$

Tabla 3-4- Ajuste lineal de la dependencia de la frecuencia con el porcentaje de microhilo, $f(\%m)$, para la serie MGI y la MGII.

Es decir, que se pueden diseñar estructuras anti-reflectantes si se conoce la dependencia de la frecuencia con los porcentajes añadidos de microhilo en cada compuesto, para un espesor dado. Para ello ha sido necesaria la preparación previa de una serie de planchas con diferente porcentaje de aditivo para medir experimentalmente R_{min} y extraer el comportamiento con la frecuencia en cada caso.

3.6.2.2 R_m , medidas experimentales vs modelo teórico para 1 capa

En este apartado siguiente se analiza como también se pueden diseñar estructuras anti-reflectantes si se trabaja con la expresión teórica de la reflectividad (3.14), conociendo el espesor y los valores de los parámetros electromagnéticos de los materiales que forman dichas capas.

Se muestran las medidas experimentales y el ajuste al modelo teórico para cada plancha preparada en cada serie, la MGI (Fig. 3.23) y la MGII (Fig. 3.24). El ajuste se realiza optimizando el *Módulo* y el *Módulo/Fase*. Se optimiza partiendo de dos valores iniciales diferentes de los parámetros electromagnéticos y se muestra un ejemplo de cómo afecta el cambio de los valores iniciales al resultado final. También se analizan los resultados de las posibles diferencias en los valores de ϵ_r^* y μ_r^* extraídos por ambos procedimientos (Tabla 3-5) y (Tabla 3-6).

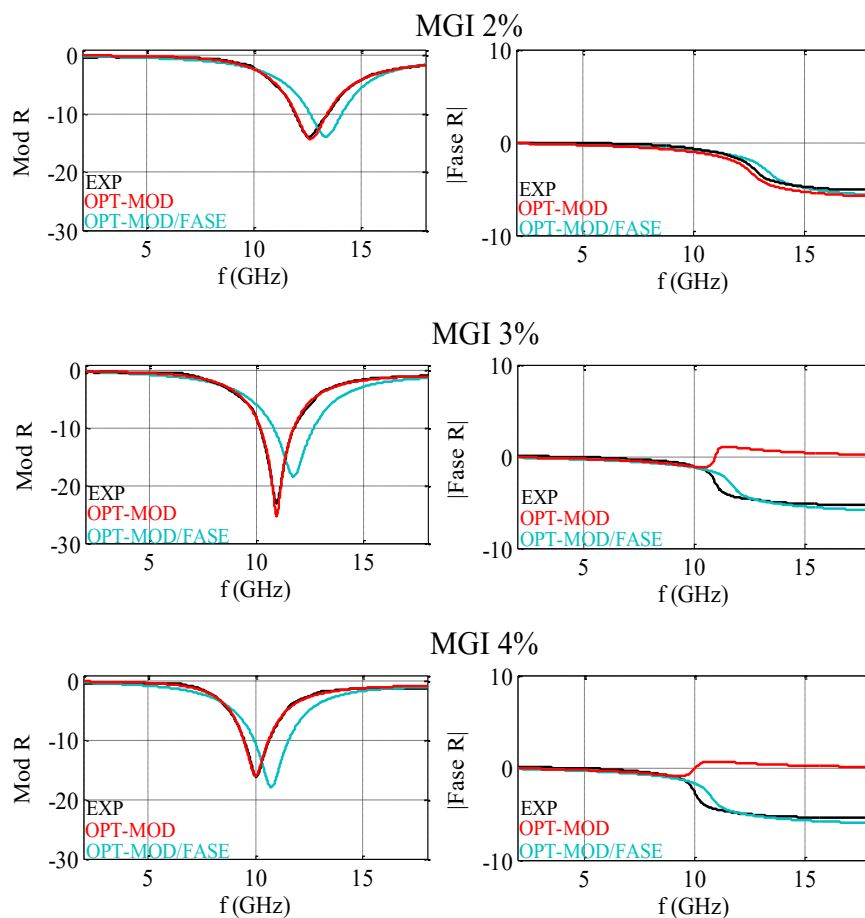


Fig. 3-23 – Comparación entre medidas experimentales y modelo teórico del módulo y de la fase de R_m , en función de la frecuencia, para cada estructura de la serie MG I.

MG I								
v.i [80 -10 1 0]					v.i. GO			
	Módulo		Módulo/Fase		Módulo		Módulo/Fase	
	ϵ_r^*	μ_r^*	ϵ_r^*	μ_r^*	ϵ_r^*	μ_r^*	ϵ_r^*	μ_r^*
2%	31.90 - i3.90	1.00 - i0.00	28.19 - i0.00	1.08 - i0.18	28.40 - i4.02	1.19 - i0.04	27.81 - i0.02	1.08 - i0.17
3%	43.47 - i3.20	1.00 - i0.00	30.86 - i0.00	1.25 - i0.28	38.10 - i3.52	1.15 - i0.12	33.35 - i4.39	1.15 - i0.06
4%	59.69 - i2.61	1.00 - i0.00	35.99 - i1.08	1.37 - i0.20	50.69 - i14.04	1.18 - i0.05	40.81 - i0.00	1.13 - i0.11

Tabla 3-5 – Valores de ϵ_r^* y μ_r^* de cada estructura de la serie MG I, para dos valores iniciales.

Y los valores de l aserie MG II.

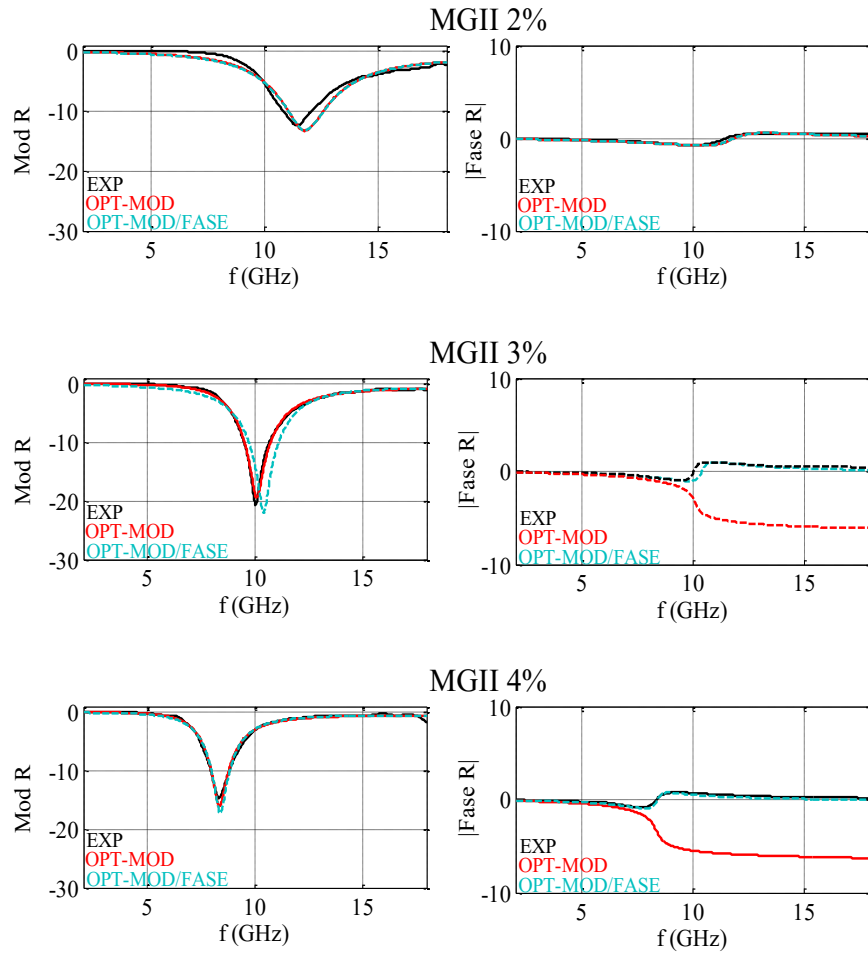


Fig. 3-24 - Comparación entre medidas experimentales y modelo teórico del módulo y de la fase de R_m , en función de la frecuencia, para cada estructura de la serie MG II.

MG II								
v.i [80 -10 1 0]					v.i. GO			
	Módulo		Módulo/Fase		Módulo		Módulo/Fase	
	ε_r^*	μ_r^*	ε_r^*	μ_r^*	ε_r^*	μ_r^*	ε_r^*	μ_r^*
2%	37.34 - i13.37	1.00 - i0.00	38.68 - i7.01	1.01 - i0.15	36.16 - i12.9	1.08-i0.00	37.54 - i1.71	1.00-i0.14
3%	54.60 - i11.46	1.00 - i0.00	51.37 - i0.06	1.02 - i0.19	48.70 - i7.51	1.17-i0.02	49.25 - i0.26	1.01-i0.15
4%	73.51 - i11.41	1.00 - i0.00	66.85 - i0.00	1.05 - i0.21	66.13 - i8.08	1.18-i0.05	66.51 - i0.50	1.04-i0.20

Tabla 3-6- Valores de ε_r^* y μ_r^* de cada estructura de la serie MG II, para dos valores iniciales.

Tanto en el caso de los compuestos tipo MGI como de los compuestos tipo MGII (Tabla 3-5 y Tabla 3-6), las diferencias entre los valores extraídos por el *Método de Optimización del Módulo* y del *Módulo/Fase* presentan ciertas diferencias. Los valores de ϵ_r' son similares o ligeramente superiores en el caso de *Módulo*, pero nunca más de un 8%. Cuando se procesa con el *Módulo*, para el caso del v.i. 1, $\mu_r^* = 1.0 - i0.0$, sin embargo, con el v.i.2 se obtienen valores de la permeabilidad diferentes de la unidad. Mayor diferencia se observa con la ϵ_r'' , donde los valores obtenidos por el método de *Módulo/Fase* son nulos en casi todos los casos estudiados. Además, en el caso del *Método de Optimización con Módulo/Fase*, el ajuste del módulo no es muy bueno, existiendo desplazamientos en frecuencia de hasta 1GHz. Por este motivo no se considera este método como válido para calcular los parámetros electromagnéticos. Se ha realizado un ajuste lineal para estudiar la dependencia de la ϵ_r' con el porcentaje de microhilo para cada serie, según el valor inicial (Fig. 3-25).

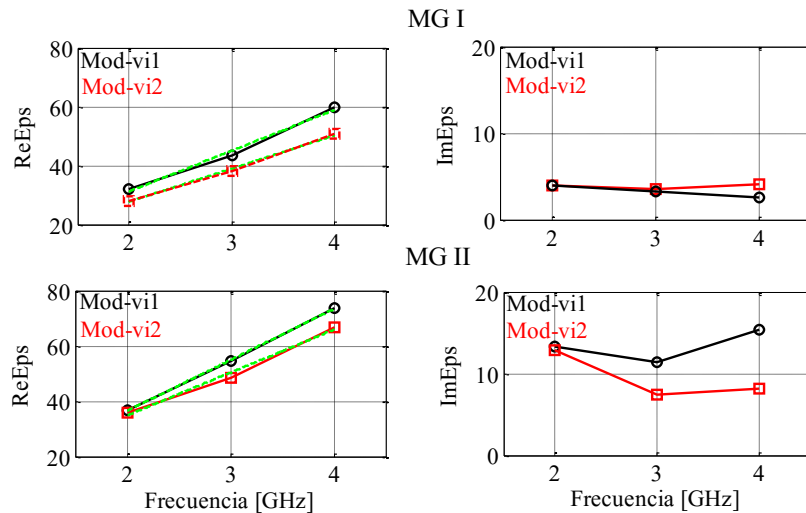


Fig. 3-25 –Variación de ϵ_r' y de ϵ_r'' con el porcentaje de microhilo para cada serie, optimizando el Módulo, para diferentes valores iniciales, vi1 y vi2. La línea verde discontinua representa el ajuste lineal en cada caso.

Por ejemplo, si se desea preparar un compuesto con un valor de ϵ_r' de 40, se tendrá que añadir un 2.9% de microhilo tipo MGI mientras que si el microhilo escogido es el tipo MG II, el porcentaje es de 2,3%, aproximadamente, siempre que se trabaje con la misma matriz empleada en estas medidas.

La ordenada en el origen indica el valor de la permitividad del compuesto cuando el porcentaje de microhilos es cero, es decir, que sólo se tienen la matriz de pintura cuyo valor de $\epsilon_r' \sim 3.6$.

	ϵ'_r	
	v.i. [80 -10 1 0]	v.i go
MG I	$\epsilon'_r (\%_{mh}) = -0.4 + 18.4 \%_{mh}$	$\epsilon'_r (\%_{mh}) = 3.5 + 13.7 \%_{mh}$
MG II	$\epsilon'_r (\%_{mh}) = 2.7 + 15.5 \%_{mh}$	$\epsilon'_r (\%_{mh}) = 4.8 + 11.3 \%_{mh}$

Tabla 3.5 – Ajuste lineal de la dependencia de ϵ'_r con el porcentaje de microhilo para cada serie y dependiendo del valor inicial.

Cuando se realiza el ajuste lineal con el valor inicial de guía de ondas, v.i. go, se obtienen resultados más coherentes que cuando se procesa con el valor inicial v.i. [80 -10 1 0]. Se escogen como método para la extracción de los valores de los parámetros electromagnéticos el *Método de Optimización del Módulo con el valor inicial de guía de ondas*, resaltados en la Tabla 3.5.

3.6.2.3 Diseño de estructuras anti-reflectantes con 1 capa

En este apartado se realiza un estudio teórico de dependencia del módulo de R_m con la frecuencia para diferentes casos: manteniendo el espesor constante de la capa de material compuesto y variando las partes real e imaginaria de o bien la permitividad o bien la permeabilidad, y manteniendo constantes los parámetros electromagnéticos pero variando el espesor.

Espesor $L=1000\mu m$; $\mu_r^*=1.0-i0.0$, variando la ϵ_r^*

El incremento de ϵ'_r tiene el efecto de desplazar la R_{min} hacia frecuencias inferiores (Fig. 3-26). La influencia de la parte imaginaria se limita a la amplitud. Al aumentar ϵ''_r , disminuye la amplitud y aumenta el ancho de la curva (Fig. 3-27).

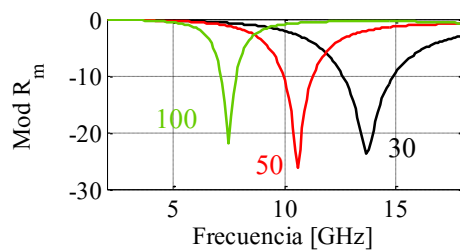


Fig. 3-26 – $R_m(f)$ para diferentes valores de ϵ'_r , con $\epsilon''_r = -5$

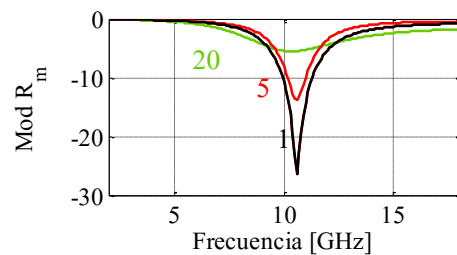


Fig. 3-27 – $R_m(f)$ para diferentes valores de ϵ''_r , con $\epsilon'_r = 50$

Espesor $L=1000\mu\text{m}$; $\epsilon_r^*=50.0-i5.0$, variando la μ_r^*

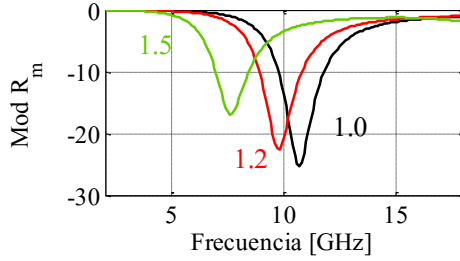


Fig. 3-28 - $R_m(f)$ para diferentes valores de μ_r' , con $\mu_r'' = -0.1$.

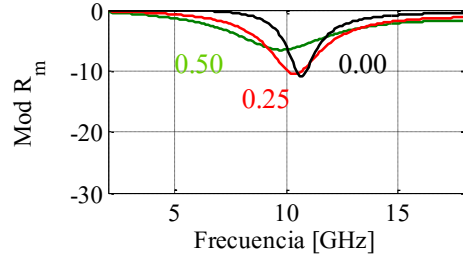


Fig. 3-29 - $R_m(f)$ para diferentes valores de μ_r'' , con $\mu_r' = 1.2$.

El incremento de la parte real de la permeabilidad μ_r' tiene el efecto de desplazar la R_{\min} hacia frecuencias inferiores, como sucede con la permitividad (Fig. 3-28). El efecto de la parte imaginaria es totalmente diferente, pues su influencia se limita a la amplitud, como sucede con la permitividad. Aparte de disminuir la frecuencia de R_{\min} , según aumenta el valor de μ_r'' también aumenta el ancho la curva de R_m (Fig. 3-29).

$\epsilon_r^*=50-i5$ y $\mu_r^*=1.2-i0.2$ con espesor variable

Para valores constantes de los parámetros electromagnéticos se puede sintonizar la frecuencia de una estructura variando el espesor de la capa de material RAM. Según se aumenta el valor de dicho espesor, la R_{\min} se desplaza hacia frecuencias inferiores, apareciendo los primeros armónicos (Fig. 3-30).

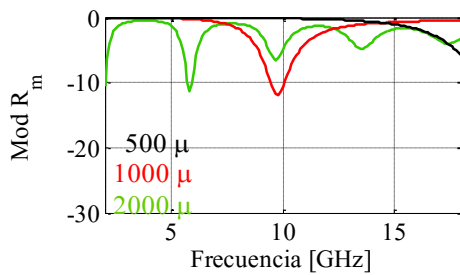


Fig. 3-30 - $R_m(f)$ para diferentes espesores.

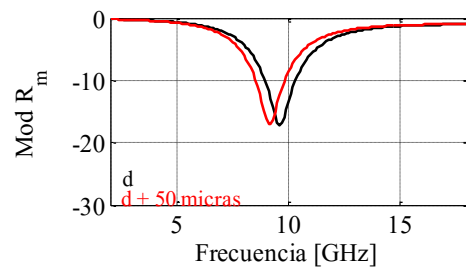


Fig. 3-31 - $R_m(f)$ para un $\Delta d=50\mu\text{m}$.

La figura de la derecha muestra como para incrementos del espesor (Δd) del orden de 50 micras, que se encuentran dentro del error durante la aplicación del compuesto, R_{\min} puede desplazarse hasta 1GHz (Fig. 3-31). Este desplazamiento implica que, sobre

10GHz, el error es de un 10%. Por este motivo es tan importante un buen control del espesor de las diferentes capas que forman las estructuras anti-reflectantes.

3.6.3 R_m , para estructuras con 2 capas

Se muestran las medidas de las estructuras de dos capas, siendo la primera la capa activa de compuesto y la segunda una capa separadora de material dieléctrico conocido (Fig. 3-17) y (Fig. 3-18).

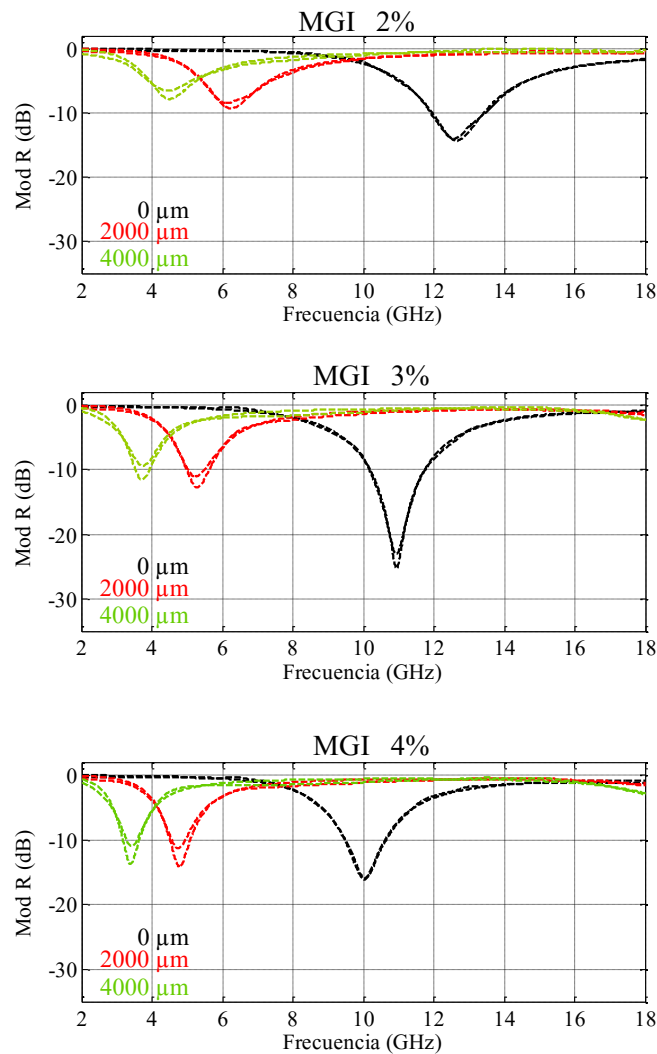


Fig. 3-32 – Variación del $\text{Mod } R_m$ con la frecuencia, según se varía el espesor de la capa separadora, para las estructuras de la serie MGI.

Se ajustan estas medidas con el modelo teórico, de modo similar al procedimiento desarrollado en el apartado anterior para el caso de una capa, para la dos serie estudiadas, la MG I y la MG II (Fig. 3-32) y (Fig. 3-33). El método aplicado para la extracción de los valores de los parámetros electromagnéticos es el *Método de Optimización del Módulo con el v.i. de las medidas en guía de ondas*.

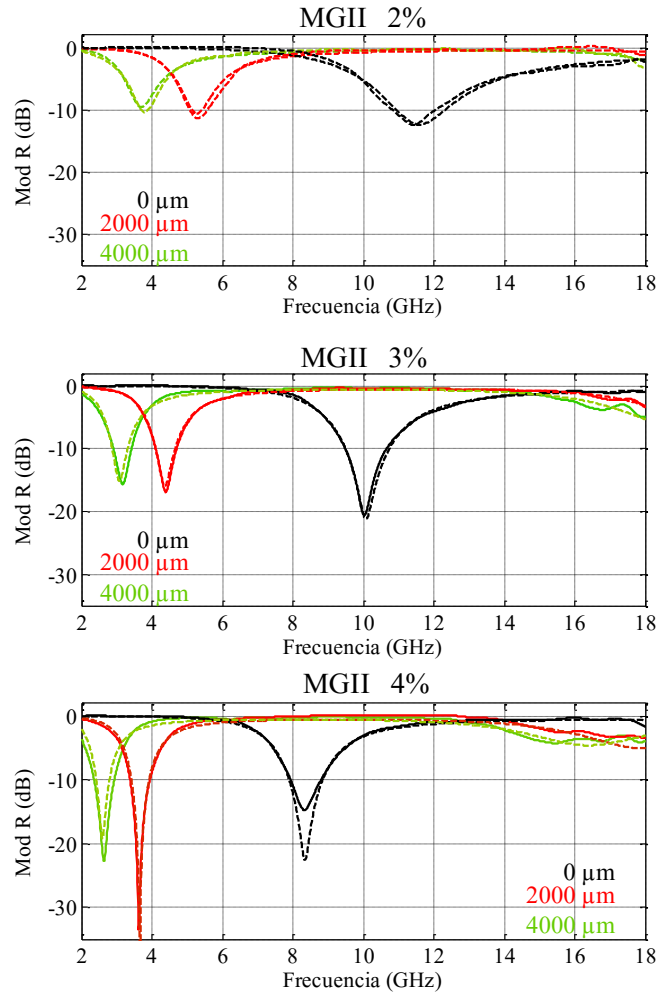


Fig. 3-33 - Variación del Mod R_m con la frecuencia, según se varía el espesor de la capa separadora, para las estructuras de la serie MGII.

Se observa como disminuye la frecuencia de R_{\min} según aumenta el espesor de la capa separadora, para cada porcentaje de microhilo añadido. Esto permite diseñar estructuras anti-reflectantes sintonizadas a bajas frecuencias con sólo añadir una capa separadora de determinado espesor.

Se extrae un valor de la permitividad, tanto de la parte real como de la imaginaria, con la frecuencia para cada serie (Tabla 3-7 y Tabla 3-8) y se realiza un ajuste lineal.

Sepa. (μm)	MGI 2%				MGI 3%				MGI 4%			
	$f(GHz)$	$ R_{min} $ (dB)	Modulo		$f(GHz)$	$ R_{min} $ (dB)	Modulo		$f(GHz)$	$ R_{min} $ (dB)	Modulo	
			ϵ_r^*	μ_r^*			ϵ_r^*	μ_r^*			ϵ_r^*	μ_r^*
0	12.6	13.5	28.40 - i4.02	1.19 - i0.04	11.0	23.0	38.10 - i3.52	1.15 - i0.12	10.0	17.8	50.69 - i14.04	1.18 - i0.05
2000	6.0	8.5	23.74 - i3.43	1.12 - i0.01	5.1	11.5	31.92 - i6.55	1.30 - i0.00	4.6	10.9	42.94 - i7.76	1.15 - i0.06
4000	4.2	6.7	24.97 - i4.79	1.04 - i0.00	3.9	9.4	34.87 - i7.79	1.06 - i0.03	3.3	11.2	45.46 - i10.12	1.02 - i0.08

Tabla 3-7 – Valores de ϵ_r^* y de μ_r^* de la capa activa para cada estructura de la serie MGI.

Sepa. (μm)	MGII 2%				MGII 3%				MGII 4%			
	$f(GHz)$	$ R_{min} $ (dB)	Modulo		$f(GHz)$	$ R_{min} $ (dB)	Modulo		$f(GHz)$	$ R_{min} $ (dB)	Modulo	
			ϵ_r^*	μ_r^*			ϵ_r^*	μ_r^*			ϵ_r^*	μ_r^*
0	11.6	12.5	36.16 - i12.9	1.08 - i0.00	10.0	20.5	48.70 - i7.51	1.17 - i0.02	8.3	15.0	66.13 - i8.08	1.18 - i0.05
2000	5.3	11.4	33.87 - i5.55	1.00 - i0.00	4.4	16.8	48.88 - i9.05	1.15 - i0.01	3.6	32.1	64.84 - i19.00	1.02 - i0.09
4000	3.8	10.3	36.94 - i6.88	1.07 - i0.01	3.2	10.3	52.54 - i11.22	1.01 - i0.09	2.6	22.2	68.61 - i13.56	1.01 - i0.09

Tabla 3-8 - Valores de ϵ_r^* y de μ_r^* de la capa activa para cada estructura de la serie MGII.

Se representa la variación de la frecuencia con el espesor de la capa separadora, para ambas series (Fig. 3.34).

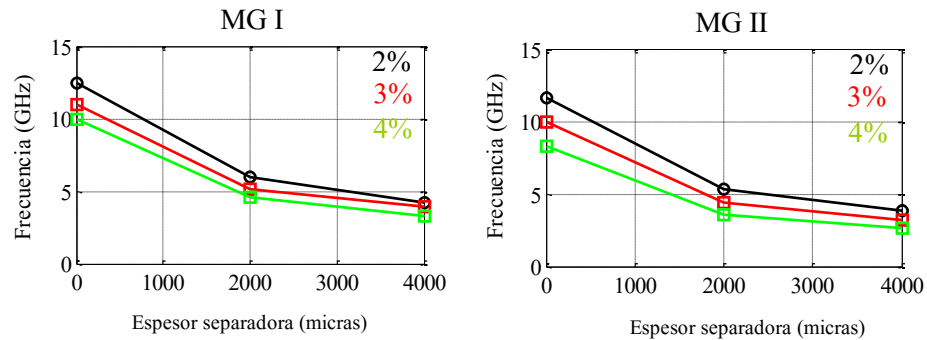


Fig. 3-34 - Variación de la frecuencia de R_{min} con el espesor de la capa separadora para ambas series.

Se representa la variación de ϵ_r' con el espesor de la capa separadora para ambas series, tanto la MGI como la MGII (Fig. 3.35). En ambos casos aumenta el valor de ϵ_r' según aumenta el porcentaje de microhilo. Para una estructura con compuesto con el mismo porcentaje, la

variación con la frecuencia es muy suave, al menos en el rango estudiado, por lo que el valor de ϵ_r' se aproxima a un valor medio (Tabla 3.9).

	ϵ_r' media	
	MGI	MGII
2%	25.0 ± 2.5	36.0 ± 2.0
3%	35.0 ± 1.0	50.5 ± 2.5
4%	46.5 ± 1.5	67.0 ± 5.0

Tabla 3-9 – Valor medio de ϵ_r' para cada compuesto de las series MGI y MGII.

Respecto a la permeabilidad, no se aprecia una variación con la cantidad de porcentaje ni con el tipo de microhilo. Se ha estimado un valor medio para todos los compuestos de $\mu_r^* = 1.15 - i0.15$. Todos los cálculos pueden realizarse suponiendo un valor de la permeabilidad de la unidad, pero en ese caso los valores obtenidos para la permitividad serán más elevados ya que los valores de los parámetros se extraen del producto $\epsilon_r^* \cdot \mu_r^*$.

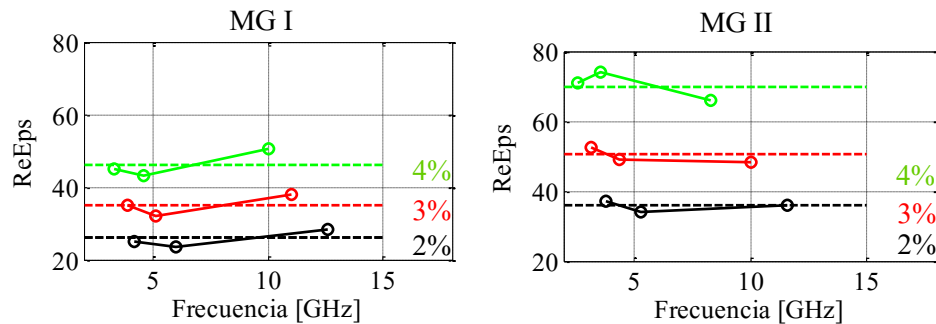


Fig. 3-35 - Variación de ϵ_r' con la frecuencia, para cada porcentaje de microhilo, de las estructuras de la serie **MGI** y de la serie **MGII**.

La obtención de los valores de los parámetros electromagnéticos en función de la frecuencia y de la cantidad de inclusión permite el diseño de estructuras anti-reflectantes a priori. Variando el tipo y la cantidad de microhilo y los espesores de la primera y segunda capa, se puede sintonizar R_{\min} a la frecuencia requerida.

3.6.3.1 Diseño de estructuras anti-reflectantes con 2 capas

Para diseñar a priori estructuras de doble capa, se precisa conocer el espesor y los valores de los parámetros electromagnéticos de cada capa. En este apartado se realiza una simulación de la R_m en función de la frecuencia, para diferentes estructuras diseñadas. Las variables ϵ_{r1}^* , μ_{r1}^* y d_1 corresponden a los parámetros electromagnéticos y al espesor de la capa 1, respectivamente. La variable d_2 corresponde al espesor de la capa 2 de Plexiglass, con $\epsilon_{r2}^* = 2.5 - i0.0$, $\mu_{r2}^* = 1.0 - i0.0$.

$\epsilon_{r1}^* = 50 - i5$ y $\mu_{r1}^* = 1.2 - i0.2$, d_1 y d_2 variable

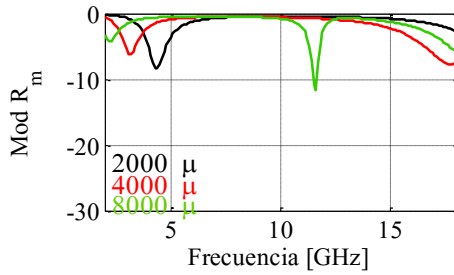


Fig. 3-36 – Mod de R_m con la frecuencia, con el espesor de la capa 2.

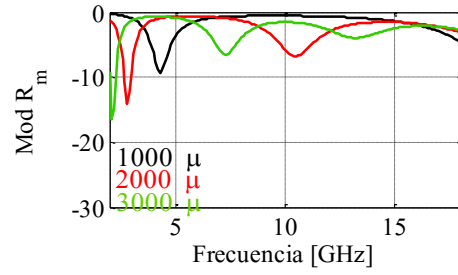


Fig. 3-37 – Mod R_m con la frecuencia, con el espesor de la capa 1.

En ambos casos (Fig. 3-36 y Fig. 3-37), el aumento del valor de espesor desplaza la R_{min} hacia frecuencias más bajas, apareciendo los armónicos superiores.

$\epsilon_{r1}^* = 10 - i1$ y $\mu_{r1}^* = 1.2 - i0.2$, $d_1 = 1000 \mu m$, variando la capa separadora

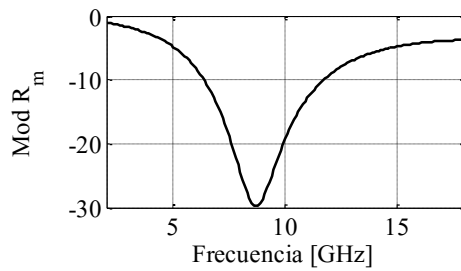


Fig. 3-38 – Mod de R_m con la frecuencia para $\epsilon_{r2}^* = 10 - i0.5$ y $\mu_{r2}^* = 2 - i0.5$, y $d_2 = 1000 \mu m$

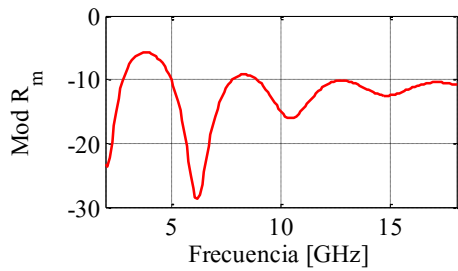


Fig. 3-39 – Mod de R_m con la frecuencia para $\epsilon_{r2}^* = 10 - i0.5$ y $\mu_{r2}^* = 2 - i0.5$, con $d_2 = 7000 \mu m$

También se pueden diseñar estructuras de dos capas escogiendo un material diferente para la capa separadora, con el fin de conseguir un aumento del ancho de banda. Por ejemplo, si se dispone de un material magnético caracterizado por los siguientes valores, $\epsilon_{r2}^* = 10 - i0.5$ y $\mu_{r2}^* = 2 - i0.5$, se puede conseguir anchos de banda con niveles de 10dB de, aproximadamente, 6 GHz (Fig. 3-38). La gráfica de la izquierda el espesor de la capa separadora es de 1000 μm . Si se aumenta hasta 7000 μm , se pueden conseguir anchos de banda de más de 10 GHz en -10 dB (Fig. 3-39).

3.6.4 Errores asociados a medidas de R_m en “free-space”

Existen una serie de errores relacionados con el montaje experimental de medida en “free-space” y con el analizador vectorial que se detallan a continuación:

- **Muestras. Posibles defectos y errores en el espesor.**

La aplicación del compuesto para la fabricación de las planchas se ha de realizar del modo más homogéneo posible para evitar la presencia de defectos o inhomogeneidades y de grandes variaciones en el espesor. Por ello es importante aplicar la pintura o el compuesto a una distancia y una velocidad constante. Se ha estudiado en este capítulo, en el apartado 3.6.1, como los errores en la aplicación y medida del espesor pueden alcanzar, aproximadamente, un 6% de variación.

- **Planos de referencia.**

Previo a la realización de la medida se ha de calibrar el dispositivo. Para ello se ha de situar una placa metálica en el posicionador y medir los parámetros S de referencia. Esta placa ha de estar lo más pulida posible para reflejar sin distorsión. Además, su posicionamiento es determinante a la hora de hallar posibles variaciones en los valores de fase medidos, que posteriormente pueden dar lugar a variaciones notables de la amplitud. Por ejemplo, una variación entre las distancias de los planos de referencia de 60 micras, implica un $\Delta f \sim 0.6\text{GHz}$, que sobre una frecuencia central de medida de 10GHz, implica un error del 6% (Fig. 3.40).

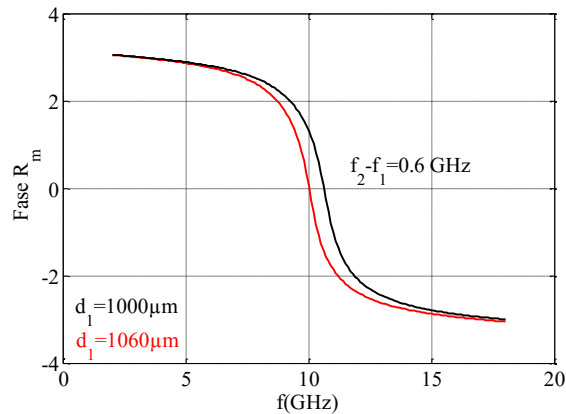


Fig. 3-40 - Variación de la fase de R_m en función de la frecuencia, para dos distancias d_1 y d_2 .

- **Las lentes.**

Es conveniente trabajar con antenas con lentes para focalizar la onda electromagnética sobre la muestra y evitar que se disperse, con la consiguiente pérdida de potencia y el posible aumento de las reflexiones múltiples [2]. Este efecto de reflexiones múltiples puede eliminarse realizando un filtrado de las medidas, donde de todas las reflexiones que aparecen sólo se elige la que pertenece a la muestra. Las lentes, al focalizar, consiguen que los efectos de borde disminuyan (ya que disminuye la cantidad de energía que llega a dichos bordes).

- **Efectos de borde.**

Los posibles efectos de difracción de la onda electromagnética por los bordes ha sido ampliamente estudiado a lo largo de los años [34], [35]. En principio, un procesamiento posterior en los cálculos de la R puede eliminar las reflexiones múltiples y los efectos de difracción causados por los bordes.

- **Diferentes amplitudes, diferentes montajes experimentales.**

La empresa MICROMAG realiza las medidas de R_m sobre las planchas objeto de estudio en diferentes centros certificados. Cada uno de ellos cuenta con un montaje experimental propio, que difiere en el número y posición de las antenas, la distancia de la antena a la muestra o el tamaño de la cámara anecoica. La medida de numerosas estructuras ha puesto de manifiesto el hecho de que, dependiendo del lugar, se obtienen unos valores diferentes en la amplitud, mientras que los valores de la frecuencia de R_{\min}

permanecen constantes [36]. Este hecho pone de manifiesto la sensibilidad que presentan estas medidas cuando se trabaja con la fase de S_{11} , haciendo complicado el control en los valores de la amplitud.

3.7 SUMARIO

En este Capítulo 3 se ha expuesto el desarrollo para la obtención de las ecuaciones de la reflectividad R y de la transmisión T sobre una estructura multicapa, partiendo de las ecuaciones de Maxwell y aplicando unas condiciones de contorno determinadas para medidas en “*free-space*”. Se ha particularizado el cálculo de R_m para el caso en el que se sitúa una superficie metálica tras la estructura. Se han diseñado diferentes estructuras de una y de dos capas y se ha estudiado como influyen los parámetros electromagnéticos y el espesor en su diseño.

Además, se ha presentado un método, el *Método de Optimización*, para la extracción de los valores de ϵ_r^* y de μ_r^* a partir de las medidas experimentales de R_m . De las diferentes opciones que permite este método, se ha elegido como más conveniente para la extracción de los valores el *Método de Optimización del Módulo*, partiendo de un valor inicial calculado con los *Método de Impedancias* a partir de las medidas en de la guía de ondas, como se estudia en detalle en el *Capítulo 4*.

Se han preparado dos series de compuestos, cada una con un tipo de microhilo, la MGI y la MGII. Para cada serie se han fabricado tres muestras, correspondientes a porcentajes de microhilo del 2, 3 y el 4%, respectivamente. En ambos casos se ha estudiado la dependencia de los valores de ϵ_r^* y de μ_r^* con la frecuencia de medida, con el tipo y la cantidad de microhilo. Se ha observado como aumenta linealmente ϵ_r^* según aumenta la cantidad de microhilo, independientemente del tipo y se ha extraído esta dependencia lineal.

Para finalizar el capítulo se ha realizado un análisis de los errores asociados a las medidas de R_m en “*free-space*” como son los posibles defectos de las muestras preparadas, los errores asociados a las medidas de la fase, la falta de lentes que focalizan la onda y evitan dispersiones, los efectos de difracción que se producen en los bordes y las diferencias entre los valores de la amplitud que se obtienen dependiendo del montaje experimental (distancia antenas muestras, una o dos antenas, etc,...).

3.8 REFERENCIAS Y BIBLIOGRAFÍA

- 1 S. Buettrich, A. Escudero, “*Introducción a la física de la radio*”, (2007)
- 2 L. F. Chen, C. Ong, C. P. Neo, V. V. Varadan and V. K. Varadan, “*Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization*”, John Wiley and Sons, Ltd. (2004)
- 3 E. F. Knott, J.F. Shaeffer, M.T. Tuley, “*Radar Cross Section*”, Scitech Publishing INC (2004)
- 4 R.P. Feynman. L.B. Leighton, M. Sands, “*Lectures of Physics*”, Addison-Wesley Publishing Company (1964)
- 5 X. C. Tong, “*Advanced materials and Design for Electromagnetic Interference Shielding*”, 237-255, (2008)
- 6 B. Chambers, Smart Materials Structures, 6, 521 (1997)
- 7 K. Mitchell, A. Keen, L. Davenport, C. Smartt, P Leask, R Larsen, J Davies, “*Research to Demonstrate the Ability of Close-coupled Frequency Selective Structures to Enhance the Spectral Efficiency of Radio Systems in Buildings*”, (2004)
- 8 W. Dallenbach, W. Kleinsteinuber Hochfreq. u Elektroak, 51, 152 (1938)
- 9 P. Saville, “*Optimisation of Dallenbach Layers using Real Materials*”, Defence Research and Development Canada (2007)
- 10 J. L. Wallace, IEEE Transactions on Magnetism, 29, 6, 4209 (1993)
- 11 K. N. Rozanov, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 48, 1230 (2000)
- 12 M. B. Amin, J. R. James, Radio and Electron Engineering 51, 209 (1981)
- 13 W. W. Salisbury, US Patent 2599944 (1952)
- 14 R. L. Fante, and M. T. McCormack, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 36, 10, 1443 (1988)
- 15 M. W. Hyde IV, Captain, USAF “*Determining the Resistivity of Resistive Sheets using Transmission measurements*”, Tesis, (2006)
- 16 R. L. Fante, M. McCormack, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 36, 1443 (1988)
- 17 L. K., Neher, US Patent 2656535 (1953)
- 18 B. Chambers, Electronics Letters, 30, 19, 1626 (1994)
- 19 F. C. Seman, R. Cahill, V. F Fusco, G. Goussetis, IET Microwave Antennas Propagation, 5, 2, 149 (2011)
- 20 J-B. Kim and J-H Byun, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 54, 1 (2012)
- 21 B. Chambers, Electronics Letters, 30, 1353 (1994)
- 22 B. Chambers and A. Tennant, Electronics Letters, 30, 21 (1994)
- 23 T. M. Connolly and E. J. Luoma, "Microwave Absorbers," U.S. Patent No. 4,038, 660, July 26 (1977)
- 24 H. Severin, IRE Transactions on Antennas & Propagation, AP-4, 385 (1956)
- 25 W. Liao and F. Chu, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, 44, 7, 1188 (1996)

-
- 26 B. Chambers, A. Tennant, IEE Proceeding of Radar, Sonar Nuvig, 143, I (1996)
 - 27 L. Ke, Z.Xin, H. Xinyu, Z. Peng, “*Analysis and Design of Multilayer Jaumann Absorbers*”, 978-1-4244-8559-8/11 (2011)
 - 28 S. J. Orfanidis, “*Electromagnetic Waves and Antennas*” (2008)
 - 29 W. C. Chew, “*Waves and Fields in Inhomogeneous Media*”, IEEE Press Series on Electromagnetic Waves, Oxford University Press (1995)
 - 30 <http://tuspreguntas.misrespuestas.com/preg.php?idPregunta=3318>
 - 31 A. G. Gorriti. “*Electrical characterization of sands with heterogeneous saturation distribution*”, Tesis (2004)
 - 32 P. D. Domich, J. Barker-Jarvis, R.G. Geyer, Journal of Research of the national Institute of Standards and Technology, 96, 5 (1991)
 - 33 <http://www.mathworks.es/es/help/optim/ug/constrained-nonlinear-optimization-algorithms.html>
 - 34 R. A. Fenner, E. J. Rothwell, and L. L. Frasch, Radio Science, 47, RS1004 (2012)
 - 35 J. Muñoz, M. Rojo, A. Parreño, and J. Margineda, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 47, 4, (1998)
 - 36 F. C. Smith, Antennas and Propagation, 4-7 (1995)

Capítulo 4

“CÁLCULO DE LA PERMITIVIDAD Y DE LA PERMEABILIDAD

EFFECTIVAS DE UN COMPUESTO A PARTIR DE MEDIDAS

EXPERIMENTALES EN GUÍA DE ONDAS”

4.1 INTRODUCCIÓN

Como se ha visto en el *Capítulo 1* de “Introducción”, cuando una onda electromagnética que viaja por el aire incide sobre un material da lugar a una onda reflejada y a otra transmitida. El análisis de estas señales reflejadas y transmitidas, es decir, de la \mathbf{R} y de la \mathbf{T} , genera información sobre las propiedades electromagnéticas del material, o lo que es lo mismo, sobre su ϵ_r^* y μ_r^* . Este problema también puede analizarse desde el punto de vista de las impedancias. La onda electromagnética viaja por un medio con una impedancia, en este caso aire Z_{aire} , e impacta sobre otro medio con otra impedancia Z_{medio} , generando una discontinuidad en la impedancia de todo el recorrido, que puede ser analizada para el cálculo de los valores de los parámetros electromagnéticos.

Para la extracción de la permitividad y la permeabilidad de un material, sea éste simple o compuesto, se pueden realizar distintos procedimientos experimentales de medida como pueden ser guías de ondas, coaxiales, “*strip-lines*” o cavidades resonantes [1], [2], [3]. La elección de un método u otro dependerá del objetivo particular que se quiere alcanzar, de si se desea conocer el valor en un punto de frecuencia o en un rango amplio, de la precisión que se desee tener, si el método es destructivo o no, o del tipo de material de que se disponga (si es dieléctrico o magnético, por ejemplo, o si presenta grandes pérdidas) [4].

Para el cálculo de los valores de ϵ_r^* y μ_r^* de los compuestos estudiados en esta tesis se han escogido dos métodos: medidas en “*free-space*” para un rango de frecuencia de 2-18G Hz, que se han descrito en el *Capítulo 3*, y medidas con una guía de ondas rectangular para un rango de frecuencia en banda X, que se detallan en este capítulo. Ambos procedimientos tienen sus propios requerimientos y sus limitaciones que las harán más o menos adecuadas para la extracción de dichos parámetros, como se analiza en las páginas siguientes.

Se detalla a continuación el esquema de este capítulo. En el apartado 4.2 se realiza una introducción general que incluye una breve descripción de las líneas de transmisión. El siguiente apartado, el 4.3, se destina a la explicación de la extracción de los valores de los parámetros electromagnéticos a partir de las medidas con una guía de ondas rectangular que incluye, a su vez, dos sub-apartados: el 4.3.2 realiza el cálculo de ϵ_r^* y de μ_r^* a partir de medidas \mathbf{T}/\mathbf{R} y el apartado 4.3.3 a partir de medidas \mathbf{R}_m . El apartado 4.4 se destina a la exposición de los resultados experimentales e incluye una crítica sobre cada uno de los métodos de extracción de los valores de los parámetros electromagnéticos. Para finalizar, en el 4.5 se realiza una comparación entre estos valores de ϵ_r^* y de μ_r^* y los obtenidos en las medidas en “*free-space*” mostrados en el *Capítulo 3*, y en el apartado 4.6 se incluye el sumario de este capítulo.

4.2 TÉCNICAS DE LÍNEA DE TRANSMISIÓN

Tanto las técnicas de medida con guía de ondas como en “*free-space*” se engloban dentro de las llamadas técnicas de **líneas de transmisión** [5]. Una línea de transmisión se puede definir como una estructura destinada a la propagación orientada y confinada de radiación electromagnética [6]. En el caso de la guía de ondas, la estructura es real y suele definirse como una “tubería hueca”, mientras que en el caso de “*free-space*” la estructura es virtual y queda comprendida entre dos antenas, como se ha visto en el *Capítulo 3*. Se estudia en detalle en el apartado siguiente que una de las diferencias principales entre ambas técnicas es que en el primer caso, en guía de ondas, sólo se propagan ondas con componentes eléctrica o con componente magnética, mientras que en los sistemas de “*free-space*” se propagan ondas con ambas componentes [7]. A pesar de estas diferencias, estos sistemas se pueden estudiar de manera conjunta y los procedimientos de medida y de resolución para la obtención de la ϵ_r^* y de μ_r^* son muy similares en ambos casos.

Para el cálculo de los parámetros electromagnéticos del compuesto se introduce una muestra del mismo en la línea de transmisión y se hace pasar un campo electromagnético a través de ella para medir la R y la T que, si la muestra está formada por una sola capa, coinciden con el coeficiente de reflexión local r y con el coeficiente de transmisión local t , respectivamente (*Fig. 4.1.*). Como se ha visto en el *Capítulo 2* de “Técnicas Experimentales” el montaje para la caracterización del material es sencillo: la línea de transmisión se sitúa entre los dos puertos de un analizador vectorial de redes, encargado de medir los parámetros S , que equivalen a la reflectividad R y a la transmisión T , respectivamente, y aplicando una serie de métodos de cálculo, que se explican en detalle en este capítulo, se extraen los valores de ϵ_r^* y μ_r^* .

Tanto en guía de ondas como en “*free-space*” pueden realizarse dos tipo de medidas diferentes para el cálculo de los parámetros electromagnéticos. Las más empleadas son las conocidas como medidas T/R y en ellas se precisa de la medida tanto de la onda transmitida como de la onda reflejada sobre la muestra. Se aplican desde hace años en la caracterización de todo tipo de compuestos para amplios rangos de frecuencia [8], [9], [10]. Corresponden al caso B) de la *Fig. 4.1*. El otro tipo de medidas se basan en la extracción de los parámetros a partir de la medida de sólo la reflectividad R_m cuando tras la muestra se coloca un metal que refleja la onda y que impide la transmisión de la onda, que corresponden al caso C) de *Fig. 4.1*. Esta configuración de medida corresponde a las estructuras anti-reflectantes que se estudian en esta tesis y es la que se ha aplicado en la extracción de los valores de los parámetros electromagnéticos en el *Capítulo 3*.

En la *Fig. 4.1* se explica esquemáticamente la interacción del campo electromagnético sobre una muestra introducida en la línea o guía. En el caso A) no hay muestra. La onda viaja desde el puerto I

hasta el puerto II sin obstáculos. Toda onda transmitida llega al puerto II ($S_{21}=1$) y no hay onda reflejada ($S_{11}=0$). En B) se introduce una muestra y la onda interacciona con ella. Parte de la onda se refleja ($S_{11}\neq 0$) y parte se trasmite ($S_{21}\neq 0$). Tanto A) como B) corresponden a un esquema de medidas T/R.

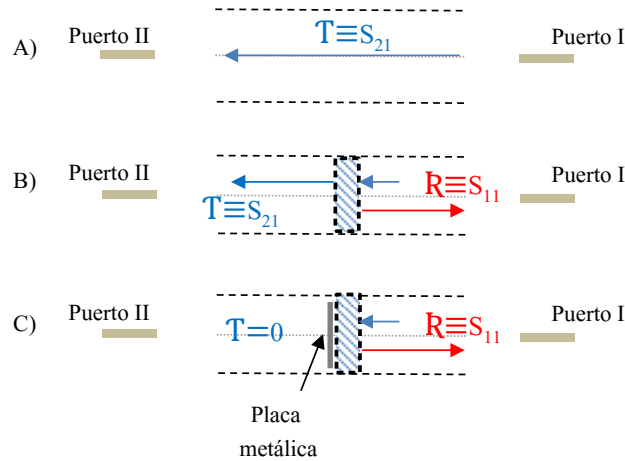


Fig. 4.1 –Esquema de la interacción del campo electromagnético sobre una muestra en una línea de transmisión.

Cuánto se transmita y se refleje la onda dependerá de las propiedades del material, principalmente de la permitividad y de la permeabilidad del material, aunque no se ha de olvidar que también el espesor juega un papel importante. En C) se sitúa un metal tras la muestra. La onda atraviesa la muestra, se refleja y vuelve a pasar por la muestra (S_{11}). No hay onda transmitida ($S_{21}=0$) y corresponde a un esquema de medidas R_m , el empleado en el *Capítulo 3*.

4.3 CÁLCULO DE LA ϵ_r^* y DE LA μ_r^* CON GUÍA DE ONDAS

En este apartado se calculan los parámetros electromagnéticos de un compuesto a través de medidas de T/R y de R_m en una guía de ondas. Estos sistemas se puede definir como “tuberías metálicas huecas” de sección transversal arbitraria (rectangular, cilíndrica,..) que permiten transmitir las ondas electromagnéticas confinadas entre dos puntos [11]. Como se ha visto en el *Capítulo 2* de “Técnicas Experimentales”, dependiendo de la frecuencia a la que se quiera trabajar la guía de ondas tiene unas dimensiones determinadas u otras. En nuestro caso se emplea una guía de ondas de sección

rectangular para medidas en el rango de frecuencia de banda X, en concreto de 8.2 a 12.4 GHz (Fig. 4.2).

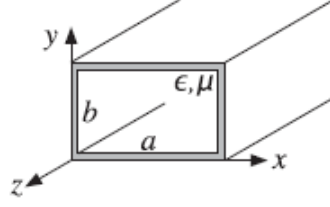


Fig. 4.2 – Sección de una guía de ondas rectangular.

4.3.1 Campos electromagnéticos en una guía de ondas

En una guía de ondas, el campo eléctrico \vec{E} y el campo magnético \vec{H} tienen la forma siguiente [12]:

$$\vec{E}(x, y, z, t) = \vec{E}(x, y) e^{i\omega t - ik_g^* z} \quad 4.1$$

$$\vec{H}(x, y, z, t) = \vec{H}(x, y) e^{i\omega t - ik_g^* z} \quad 4.2$$

Donde k_g^* es el vector de onda de propagación en la dirección z característico de la guía de ondas y ω es la frecuencia angular. Estas expresiones del campo electromagnético se descomponen en la componente longitudinal a la propagación del campo, es decir, en la dirección z, $\vec{E}_z(x, y)$ y en la componente transversal $E_T(x, y)$, en las direcciones x e y. Se aplica la aproximación de onda estacionaria.

$$\vec{E}(x, y, z) \equiv [\vec{E}_T(x, y) + \vec{E}_z(x, y)] e^{-ik_g^* z} \quad 4.3$$

$$\vec{H}(x, y, z) \equiv [\vec{H}_T(x, y) + \vec{H}_z(x, y)] e^{-ik_g^* z} \quad 4.4$$

Las ecuaciones de Maxwell se escriben del siguiente modo, suponiendo una región libre de fuentes:

$$\nabla \times \vec{E} = -i\omega \mu^* \vec{H} \quad 4.5$$

$$\nabla \times \vec{H} = +i\omega \epsilon^* \vec{E} \quad 4.6$$

Estas ecuaciones se descomponen en las tres componentes x, y, z del siguiente modo:

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} + ik_g^* E_y = -i\omega\mu^* H_x \quad 4.7$$

$$-ik_g^* E_x - \frac{\partial E_z}{\partial x} = -i\omega\mu^* H_y \quad 4.8$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -i\omega\mu^* H_z \quad 4.9$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} + ik_g^* H_y = i\omega\varepsilon^* E_x \quad 4.10$$

$$-ik_g^* H_x - \frac{\partial H_z}{\partial x} = i\omega\varepsilon^* E_y \quad 4.11$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = i\omega\mu^* E_z \quad 4.12$$

De estas ecuaciones se despejan las componentes en x y del campo eléctrico \vec{E} y del campo magnético \vec{H} en función de las componentes en z:

$$H_x = \frac{i}{k_c^{*2}} \left(\omega\varepsilon^* \frac{\partial E_z}{\partial y} - k_g^* \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \quad 4.13$$

$$H_y = -\frac{i}{k_c^{*2}} \left(\omega\varepsilon^* \frac{\partial E_z}{\partial x} + k_g^* \frac{\partial H_z}{\partial y} \right) \quad 4.14$$

$$E_x = -\frac{i}{k_c^{*2}} \left(k_g^* \frac{\partial E_z}{\partial x} + \omega\mu^* \frac{\partial H_z}{\partial y} \right) \quad 4.15$$

$$E_y = \frac{i}{k_c^{*2}} \left(-k_g^* \frac{\partial E_z}{\partial y} + \omega\mu^* \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \quad 4.16$$

donde se define k_c^* , que es el vector de onda de corte (en inglés, “*cutoff wavenumber*”) y es igual a (Fig. 4.3):

$$k_c^{*2} = \omega^2 \varepsilon^* \mu^* - k_g^{*2} = \frac{\omega^2}{c^2} - k_g^{*2} = k^{*2} - k_g^{*2} \quad 4.17$$

siendo k^* el vector de onda de una onda plana uniforme que se propaga por un medio caracterizado por sus parámetros electromagnéticos ε^* y μ^* y es:

$$k^* = \frac{\omega}{c} \sqrt{\varepsilon^* \mu^*} \quad 4.18$$

Algunas definiciones interesantes relacionadas con el vector de onda son la longitud de onda de corte λ_c (4.19) y la **frecuencia de corte** f_c (4.20) que se define como la frecuencia por debajo de la cual un determinado modo electromagnético no puede ser transmitido en una guía de ondas:

$$\lambda_c = \frac{2\pi}{\text{Re}(k_c^*)} \quad 4.19$$

$$f_c = \frac{c}{2\pi} \cdot \text{Re}(k_c^*) \quad 4.20$$

Cada una de las posibles soluciones a la ecuación de ondas se denomina modo. Dependiendo de si las dos componentes longitudinales, una o ninguna son cero, dichas soluciones se pueden clasificar como eléctrica y magnética transversal TEM (del inglés “*transverse electric and magnetic mode*”), eléctrica transversal TE (del inglés “*transverse electric mode*”) o magnética transversal TM (del inglés “*transverse magnetic mode*”)

$$E_z = 0 \quad H_z = 0, \text{ modo TEM}$$

$$E_z = 0 \quad H_z \neq 0, \text{ modo TE o modo H}$$

$$E_z \neq 0 \quad H_z = 0, \text{ modo TM o modo E}$$

$$E_z \neq 0 \quad H_z \neq 0, \text{ modo híbrido o modo HE o modo EH.}$$

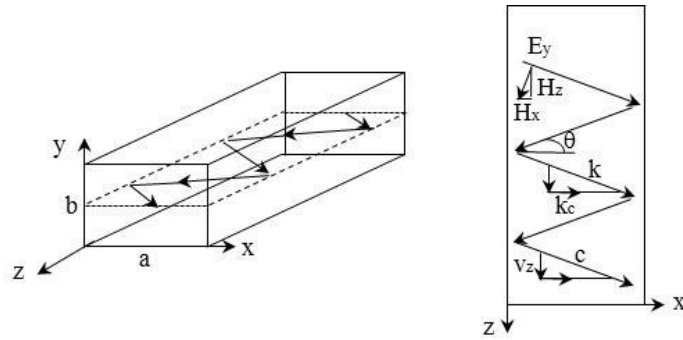


Fig. 4.3 – Onda viajando en el interior de una guía de ondas rectangular.

En una guía de ondas rectangular, todos los modos que se propagan son TE o TM (a diferencia de en “*free-space*”, donde los modos están formados por ambas componentes, TEM). En particular, cuando las imperfecciones de la muestra objeto de estudio son poco significativa y la muestra es isótropa y homogénea, sólo se propaga un modo, el $n=1$, y se asume que el campo eléctrico incidente es el modo TE_{10} [13], como es el caso de las medidas de este trabajo.

Cuando se dispone del modo TE, las ecuaciones (4.13) – (4.16) se reducen a:

$$H_x = -\frac{ik_z^*}{k_c^{*2}} \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad 4.21$$

$$H_y = -\frac{ik_g^*}{k_c^{*2}} \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad 4.22$$

$$E_x = -\frac{i\omega\mu^*}{k_c^{*2}} \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad 4.23$$

$$E_y = \frac{i\omega\mu^*}{k_c^{*2}} \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad 4.24$$

Para resolver (4.21) - (4.24) se ha de conocer H_z , que se extrae de la ecuación de Helmholtz:

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) H_z = 0 \quad 4.25$$

Esta ecuación se resuelve bajo las condiciones de contorno adecuadas. Se introduce la definición de **impedancia para el modo TE**:

$$Z_{TE}^* = \frac{E_x}{H_y} = -\frac{E_y}{H_x} = \frac{k^*}{k_g^*} Z^* \quad 4.26$$

donde Z^* es la impedancia del medio (1.18). En el caso de una guía de ondas rectangular cuyo modo es TE_{10} , la componente del campo magnético en z , solución de (4.25), tiene la siguiente forma:

$$H_z(x) = H_0^* \cos(k_c^* x) \quad 4.27$$

Si se introduce la solución (4.27) en (4.21) y en (4.24) se obtienen las siguientes expresiones:

$$H_x(x) \equiv H_1^* \sin(k_c^* x) \quad 4.28$$

$$E_y(x) \equiv E_0^* \sin(k_c^* x) \quad 4.29$$

donde se han definido las constantes H_1^* (4.30) y E_0^* (4.31). Estas expresiones (4.27) - (4.29) representan las componentes de los campos eléctrico y magnético en una guía de ondas rectangular donde se propagan modos Te_{n0} [14]:

$$H_1^* = \frac{ik_g^*}{k_c^{*2}} H_0^* \quad 4.30$$

$$E_0^* = Z_{TE}^* H_1^* \quad 4.31$$

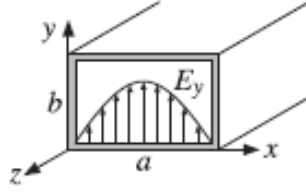


Fig. 4.4 – Campo eléctrico dentro de una guía de ondas rectangular

Las condiciones de contorno (1.16) y (1.17) requieren que no exista componente tangencial en las paredes (Fig. 4.4). En el lado izquierdo de la guía $x=0$, por lo que $E_y(x)$ tiende a cero ya que $\sin(0)=0$ y, en el lado derecho donde $x=a$:

$$E_y(a) = E_0 \sin(k_c^* a) = 0 \quad 4.32$$

por lo que:

$$k_c^* = \frac{n\pi}{a} \quad 4.33$$

Como se ha estudiado anteriormente, el modo dominante es para $n=1$. En ese caso, el vector de ondas es:

$$k_c^* = \frac{\pi}{a} \quad 4.34$$

4.3.2 Cálculo de ϵ_r^* y μ_r^* a partir de medidas T/R con guía de ondas

La relación entre las ondas reflejadas y transmitidas por un material, es decir, de los parámetros complejos S_{11} , S_{12} , S_{21} y S_{22} con ϵ_r^* y μ_r^* se encuentra multitud de referencias bibliográficas [15], [16], [17], por lo que en este trabajo sólo se presenta un resumen. Un método para la extracción de los valores de los parámetros electromagnéticos en una estructura multicapa ya se ha visto en el *Capítulo 3*, donde partiendo de las ecuaciones de Maxwell en un medio sin fuentes y en aproximación de onda plana estacionaria se aplican las condiciones de contorno en cada frontera entre dos capas [18]. En el caso de la guía de ondas hay que tener en cuenta que el modo que se propaga es el TE_{10} , a diferencia de en el caso de las medidas en “free-space” donde el modo es TEM y, por lo tanto, se ha de considerar la frecuencia de corte correspondiente.

El otro método que se expone en este capítulo es la solución dada por Nicolson, Ross [19] y Weir [20] en los años 70 para el cálculo de los valores de ϵ_r^* y μ_r^* a partir de las medidas de los parámetros S, conocido como el *Método de NRW*. Aunque es el método más extendido presenta ciertos inconvenientes, que se analizan con detalle en el correspondiente apartado.

4.3.2.1 El Método de NRW

Se dispone de una estructura de una capa de material, que se corresponde con la Región II, caracterizado por ϵ_r^* y μ_r^* dentro de una guía de ondas (*Fig. 4.5*). Se hace incidir una onda electromagnética que viaja en la dirección del eje z desde el aire, que es la Región I, sobre esta capa y se consideran múltiples reflexiones entre las fronteras del material y el aire dentro de la guía. Los primeros 3 términos de las reflexiones son:

$$R^* = r_1^* + t_{12}^* t_{21}^* r_3^* e^{-i2k_z^* d} + t_{12}^* t_{21}^* (r_3^*)^2 e^{-i4k_z^* d} \quad 4.35$$

donde R^* es la reflectividad de la estructura, r_1^* es el coeficiente de reflexión local en la 1ª superficie correspondiente a la primera reflexión de la onda incidente, t_{21}^* es el coeficiente de transmisión local en la 1ª superficie correspondiente a la transmisión de la primera onda incidente, $e^{-i2k_z^* d}$ es el coeficiente de propagación e indica que la onda electromagnética incidente caracterizada con el vector de onda k ha recorrido una distancia d (el espesor de la capa). La onda transmitida t_{21}^* avanza por la Región II e impacta de nuevo sobre la 2ª superficie, que separa el material del aire. De nuevo se tienen una onda transmitida cuyo coeficiente de transmisión local es t_{32}^* y una onda reflejada en dicha superficie cuyo coeficiente de reflexión local es r_3^* . Esta onda reflejada vuelve a atravesar el material para impactar con la 1ª superficie, generando de nuevo otra onda transmitida y otra reflejada. Y así sucesivamente para las n reflexiones y transmisiones. La reflectividad para n términos es:

$$R^* = r_1^* + t_{12}^* t_{21}^* r_3^* e^{-i2k_z^* d} \sum_{n=0}^{\infty} (r_2^*)^n (r_3^*)^n e^{-i2k_z^* dn} \quad 4.36$$

Se puede sustituir el sumatorio por la serie [21],

$$\sum_{n=0}^{\infty} r^n = \frac{1}{1-r} \quad 4.37$$

y la expresión (4.36) queda reducida a:

$$R^* = r_1^* + \frac{t_{12}^* t_{21}^* r_3^* e^{-i2k_z^* d}}{r_2^* r_3^* e^{-i2k_z^* d}} \quad 4.38$$

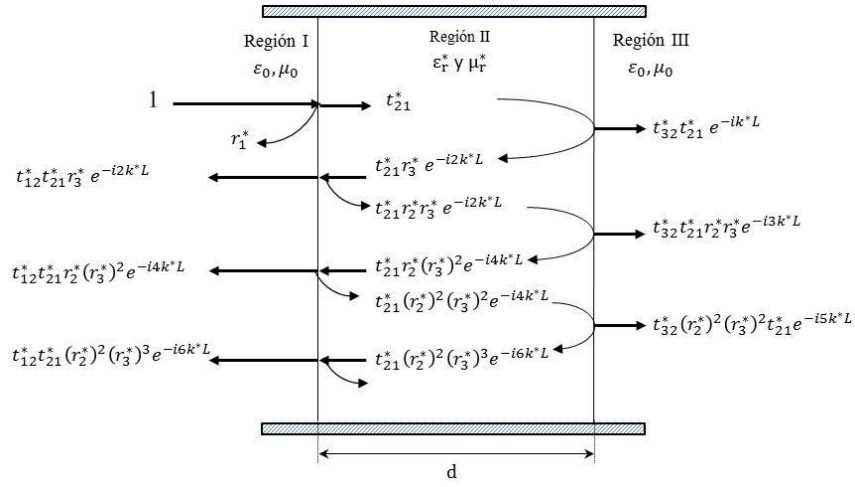


Fig. 4.5 – Esquema los campos electromagnéticos en una guía de ondas rectangular.

Si se tienen en cuenta las siguientes igualdades y la ecuación (1.35):

$$r_2^* = r_3^* = -r_1^* \quad 4.39$$

$$t_{12}^* = 1 + r_2^* \quad 4.40$$

$$t_{21}^* = 1 + r_1^* \quad 4.41$$

La expresión (4.38), que es equivalente al parámetro S_{11} , queda reducida a:

$$S_{11}^* \equiv R^* = \frac{r_1^* \left[1 - (\Gamma^*)^2 \right]}{1 - r_1^* (\Gamma^*)^2} \quad 4.42$$

$$(\Gamma^*)^2 = e^{-2ik_g^* d} \quad 4.43$$

donde Γ^* es el factor de propagación. De esta expresión se puede despejar el vector de onda k_g^* :

$$k_g^* = -\frac{i}{d} \ln \left(\frac{1}{|\Gamma^*|} \right) - \left(\frac{2\pi n}{d} \right) \quad 4.44$$

Con $n = 0, \pm 1, \dots$

Se repite el mismo procedimiento para calcular la transmisión a través de la estructura, es decir, S_{21} :

$$S_{21}^* \equiv T^* = \frac{(\Gamma^*)^2 (1 - r_1^*)}{1 - r_1^* (\Gamma^*)^2} \quad 4.45$$

Los parámetros r_1^* y Γ^* pueden despejarse de estas ecuaciones ya que S_{11}^* y S_{21}^* son conocidos pues han sido medidos experimentalmente con el analizador vectorial de redes. Una vez calculado Γ^* , se sustituye en (4.44) para extraer el valor del vector de onda k_g^* .

Por otro lado, el coeficiente de reflexión r_1^* se relaciona con la impedancia del material $Z_{r_mat}^*$ mediante (1.33), donde en este caso el MEDIO 1 es aire y el MEDIO 2 es el material

$$r_1^* = \frac{Z_{r_mat}^* - 1}{Z_{r_mat}^* + 1} \quad 4.46$$

y de esta expresión se despeja la impedancia del material en función del coeficiente de reflexión:

$$Z_{r_mat}^* = \frac{1 - r_1^*}{1 + r_1^*} \quad 4.47$$

Una vez conocidos los valores del vector de ondas k_g^* y de la impedancia $Z_{r_mat}^*$, se introducen en las expresiones (4.18) y (1.33) para extraer los valores de la ϵ_r^* y μ_r^* .

$$k_g^* = \frac{\omega}{c} \sqrt{\epsilon_r^* \cdot \mu_r^*}, \quad Z_{r_mat}^* = \sqrt{\frac{\epsilon_r^*}{\mu_r^*}}$$

Este método de medida presenta varios inconvenientes, como el hecho de que para materiales de bajas pérdidas el valor $|S_{11}|$ es muy pequeño por lo que la medida de la fase va acompañada de gran incertidumbre. En este caso la separación del producto de $\epsilon_r^* \cdot \mu_r^*$ no se realiza con precisión [13], como se pone de manifiesto en el apartado 4.4.2 de este capítulo.

4.3.2.2 Método de Optimización

Este método es el mismo descrito en el apartado 3.5 del *Capítulo 3* para la optimización de la R_m de las medidas de “free-space”, pero en este caso se minimizan dos funciones: la función diferencia entre la R medida experimentalmente y la calculada teóricamente a partir de (3.12) y la función diferencia entre la T medida experimentalmente y la calculada teóricamente a partir de (3.13), para el caso de estructura de una capa [22].

Las medidas experimentales se extraen directamente de los parámetros S medidos en el montaje con la guía de ondas:

$$\sum_{\forall f} \left| R_{m,th}(\epsilon_r', \epsilon_r'', \mu_r', \mu_r'') - R_{m,exp}(\epsilon_r', \epsilon_r'', \mu_r', \mu_r'') \right|^2 < \delta \quad 4.48$$

$$\sum_{\forall f} \left| T_{m,th}(\epsilon_r', \epsilon_r'', \mu_r', \mu_r'') - T_{m,exp}(\epsilon_r', \epsilon_r'', \mu_r', \mu_r'') \right|^2 < \delta \quad 4.49$$

Al igual que en el caso de R , cuando se mide la T también se obtienen los valores de su parte real y de su parte imaginaria, lo que permite trabajar con el módulo y con la fase. Esto implica que en este método se puede trabajar o bien sólo con el módulo de las funciones (*Método de Optimización_Módulo*), o bien tanto con el módulo como con la fase (*Método de Optimización_Módulo/Fase*).

Se ha desarrollado un programa específico con lenguaje Matlab, basado en el algoritmo "Trust-Region-Reflective Optimization" [23], que va dando valores a los cuatro parámetros ϵ_r' , ϵ_r'' , μ_r' y μ_r'' con el fin de minimizar el error en las expresiones (4.48) y (4.49). Este programa permite variar el valor inicial (que en este caso es el obtenido del *Método de Impedancias*, que se explica en el apartado 4.3.3.1), el error δ , el rango de búsqueda de los parámetros, el número de iteraciones que realiza para ajustar las medidas teóricas a las experimentales y las opciones *Optimización_Módulo* y *Optimización_Módulo/Fase*.

La medición experimental de la fase en el caso de la guía de ondas no es tan imprecisa como en el caso de "free-space" ya que el plano de referencia está mejor definido y los valores de los parámetros electromagnéticos obtenidos mediante ambos métodos son similares, como se verá en el apartado 0. Para el procesamiento de los datos de esta tesis se ha escogido un $\delta = 10^{-6}$ y se han realizado 30 iteraciones, tanto para la búsqueda del mínimo de R como la de T .

4.3.2.3 Método de las Ecuaciones

Este método, al igual que el de optimización, parte de las ecuaciones de T y R en un sistema multicapa y despeja los parámetros electromagnéticos. Como estas expresiones están formadas por la parte real e imaginaria de cada función, se obtiene un sistema de cuatro ecuaciones con cuatro incógnitas que se resuelve para cada punto de frecuencia:

$$\epsilon_r' \equiv f \left[\text{Re}(R^*), \text{Im}(R^*), \text{Re}(T^*), \text{Im}(T^*) \right]_{\forall f} \quad 4.50$$

$$\epsilon_r'' \equiv f \left[\text{Re}(R^*), \text{Im}(R^*), \text{Re}(T^*), \text{Im}(T^*) \right]_{\forall f} \quad 4.51$$

$$\mu_r' \equiv f \left[\text{Re}(R^*), \text{Im}(R^*), \text{Re}(T^*), \text{Im}(T^*) \right]_{\forall f} \quad 4.52$$

$$\mu_r'' \equiv f \left[\text{Re}(R^*), \text{Im}(R^*), \text{Re}(T^*), \text{Im}(T^*) \right]_{\forall f} \quad 4.53$$

Se ha desarrollado un programa con lenguaje Matlab, basado en el algoritmo "*Levenberg-Marquardt Method*" [24] que va dando valores variables a los cuatro parámetros ϵ_r' , ϵ_r'' , μ_r' y μ_r'' , en cada punto de frecuencia. El inconveniente principal que presenta es que el algoritmo que se usa no tiene la posibilidad de acotar el espacio de búsqueda de valores (a diferencia del método de optimización), por lo que puede presentar cualquier solución desde un punto de vista matemático aunque desde un punto de vista físico no se permita.

4.3.3 Cálculo de ϵ_r^* y de μ_r^* a partir de medidas R_m con guía de ondas

También se pueden extraer los valores de los parámetros electromagnéticos de las medidas en la guía de ondas cuando se coloca una placa metálica tras la muestra, es decir, a partir de las medidas R_m . Se aplican dos procedimientos diferentes: el método denominado *Método de las Impedancias* y el *Método de Optimización*, ya explicado en el apartado anterior.

4.3.3.1 Método de las impedancias

Este método se basa en medidas de sólo reflectividad sobre un esquema multicapa particular donde se tiene una capa sobre la muestra objeto de estudio y otra tras la muestra, ambas conocidas (*Fig. 4.6*). El objetivo principal es calcular el valor de los parámetros electromagnéticos de dicha muestra, igualando las impedancias de los diferentes medios en las fronteras entre las distintas capas.

$$Z_1^*(z_1) = Z_2^*(z_1) \quad 4.54$$

$$Z_2^*(z_2) = Z_3^*(z_2) \quad 4.55$$

Como Z_1^* y Z_3^* son conocidas, se puede despejar Z_2^* . El desarrollo completo ha sido presentado por R. A. Fermer, E.J. Rothwell y L.L. Frasc [25] y se muestra un resumen del mismo a continuación.

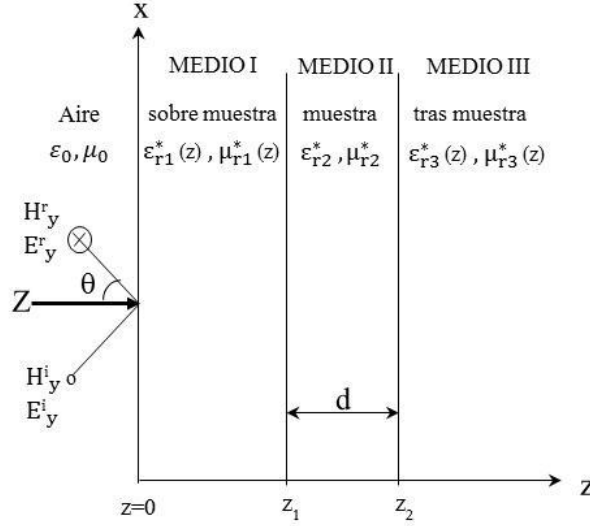


Fig. 4.6 - Configuración de la estructura multicapa para el Método de las Impedancias.

Se dispone del siguiente esquema: una capa del material objeto de estudio con ϵ_{r2}^* y μ_{r2}^* dispuesto entre dos capas, una situada sobre la muestra con $\epsilon_{r1}^*(z)$ y $\mu_{r1}^*(z)$, que normalmente es aire, y otra situada tras la muestra con $\epsilon_{r3}^*(z)$ y $\mu_{r3}^*(z)$, que es de un material con los parámetros electromagnéticos conocidos. Para determinar los valores de ϵ_{r2}^* y μ_{r2}^* se requieren, al menos, dos medidas independientes. La primera se realiza sustituyendo la capa de material conocido tras la muestra por una capa de aire, es decir, $\epsilon_{r3}^* = \epsilon_0$ y $\mu_{r3}^* = \mu_0$, y la otra se realiza sustituyendo por una capa de un conductor metálico.

Como se ha indicado anteriormente, la idea principal es calcular la impedancia de los tres medios I, II y III e igualarlas en las dos fronteras. La onda que incide sobre la guía rectangular tiene polarización TE_{10} , por lo que sólo las componentes H_x , H_z y E_y son diferentes de cero. Se introducen (4.7) y (4.8) en la siguiente expresión para la Ley de Ampere:

$$\frac{\partial H_x(x, z)}{\partial z} - \frac{\partial H_z(x, z)}{\partial x} = -i\omega \epsilon^*(z) E_y(x, z) \quad 4.56$$

Y se obtienen la ecuación de onda para E_y siguiente:

$$\left\{ \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} - \frac{\mu^*}{\mu^*} \frac{\partial}{\partial z} + k^{*2} \right\} E_y(x, z) = 0 \quad 4.57$$

Con $k^{*2} = \omega^2 \mu^{*2} \epsilon^{*2}$ y $\mu^* = d\mu/dz$. Si se sustituye una solución tipo producto de dos funciones:

$$E_y(x, z) = \chi(x) \xi(z) \quad 4.58$$

la expresión (4.57) se puede separar en las dos ecuaciones siguientes:

$$\left\{ \frac{d^2}{dx^2} + k_x^{*2} \right\} \chi(x) = 0 \quad 4.59$$

$$\left\{ \frac{d^2}{dz^2} - \frac{\mu^*}{\mu^*} \frac{d}{dz} + k_z^{*2} \right\} \xi(z) = 0 \quad 4.60$$

Teniendo en cuenta (4.17) y (Fig. 4.3), los vectores de onda k_g^* y k_c^* se expresan del siguiente modo:

$$k_g^* = k_z^* = k_{z_o}^* = k_o^* \cos \theta \quad 4.61$$

$$k_c^* = k_x^* = k_{x_o}^* = k_o^* \sin \theta \quad 4.62$$

La solución a la ecuación (4.63) es simple:

$$\chi(x) = e^{\pm i k_{x_o}^* x} \quad 4.63$$

La ecuación (4.60) es de segundo orden, por lo que su solución puede escribirse como la suma de dos términos independientes $f(z)$ y $g(z)$,

$$E_y(x, z) = [A f(z) - B g(z)] e^{-i k_{x_o}^* x} \quad 4.64$$

Si se define $r^* = -B/A$ y se sustituye en (4.55), se obtiene:

$$E_y(x, z) = A [f(z) + r^* g(z)] e^{-i k_{x_o}^* x} \quad 4.65$$

De (4.9) se despeja H_x :

$$H_x(x, z) = -\frac{i}{\omega \mu^*} A [f'(z) - r^* g'(z)] e^{-i k_{x_o}^* x} \quad 4.66$$

Y aplicando la definición de la impedancia expuesta en el Capítulo 1 en (1.18):

$$Z^* = -\frac{E_y(x, z)}{H_x(x, z)} = -i \omega \mu^* \frac{f(z) + r^* g(z)}{f'(z) + r^* g'(z)} \quad 4.67$$

A continuación se calcula el valor de la impedancia para cada medio.

· **MEDIO 0** (Aire) $-f(z) = e^{-ik_{z0}^* z}$ y $g(z) = e^{ik_{z0}^* z}$, por lo que la expresión (4.68) queda reducida a:

$$Z_0^* = Z_o^* \frac{e^{-ik_{z0}^* z} + r_o^* e^{ik_{z0}^* z}}{e^{-ik_{z0}^* z} - r_o^* e^{ik_{z0}^* z}} \quad 4.68$$

con $Z_o^* = k_{z0}^* / (2\pi f \epsilon_0 \cos\theta)$ y r_o^* el coeficiente de reflexión medido experimentalmente.

· **MEDIO II** $-f(z) = e^{-ik_{z2}^* z}$ y $g(z) = e^{ik_{z2}^* z}$, por lo que la expresión (4.68) queda reducida a:

$$Z_2^* = Z_2^* \frac{e^{-ik_{z2}^* z} + r_2^* e^{ik_{z2}^* z}}{e^{-ik_{z2}^* z} - r_2^* e^{ik_{z2}^* z}} \quad 4.69$$

siendo $Z_2^* = \omega \mu_2^* / k_{z2}^*$ y r_2^* el coeficiente de reflexión, que ha de ser calculado aplicando las condiciones de contorno.

Los MEDIOS I y II son inhomogéneos y las funciones $f(z)$ y $g(z)$ dependen de los parámetros electromagnéticos del material. Para hallar $r_{11}^*, r_{22}^*, r_{33}^*$ se han de aplicar las condiciones de contorno en las respectivas fronteras. Si se igualan las impedancias (4.71) y (4.72) en Z_1 , se obtiene:

$$Z_1^*(z_1) = Z_2^* \frac{e^{-ik_{z2}^* z_1} + r_2^* e^{ik_{z2}^* z_1}}{e^{-ik_{z2}^* z_1} - r_2^* e^{ik_{z2}^* z_1}} \quad 4.70$$

$$Z_1^*(z_1) = -i\omega \mu_1^* \frac{f_1(z_1) + r_1^* g_1(z_1)}{f_1'(z_1) + r_1^* g_1'(z_1)} \quad 4.71$$

Se igualan las impedancias (4.73) y (4.74) en Z_2 ,

$$Z_3^*(z_2) = Z_2^* \frac{e^{-ik_{z2}^* z_2} + r_2^* e^{ik_{z2}^* z_2}}{e^{-ik_{z2}^* z_2} - r_2^* e^{ik_{z2}^* z_2}} \quad 4.72$$

$$Z_3^*(z_2) = -i\omega \mu_3^* \frac{f_3(z_2) + r_3^* g_3(z_2)}{f_3'(z_2) + r_3^* g_3'(z_2)} \quad 4.73$$

Esta impedancia en (4.74) es conocida ya que el medio III también lo es. Resolviendo (4.73) para r_2^* y sustituyendo en (4.70),

$$Z_2^*(z) = Z_2^* \frac{Z_3^*(z_2) + iZ_2^* \tan k_{z2}^* (z_2 - z)}{iZ_3^*(z_2) \tan k_{z2}^* (z_2 - z) + Z_2^*} \quad 4.74$$

Y aplicando esta expresión (4.75) en (4.71) se obtiene, siendo d el espesor de la capa del MEDIO II.

$$Z_1^*(z) = Z_2^* \frac{Z_3^*(z_2) + iZ_2^* \tan(k_{z_2}^* d)}{iZ_3^*(z_2) \tan(k_{z_2}^* d) + Z_2^*} \quad 4.75$$

Para simplificar el problema se puede considera el MEDIO I “aire” y, además, se han de realizar dos medidas diferentes, cada una de ellas con un MEDIO III distinto. Una de las más comunes es hacer una primera medida (medida A) suponiendo que el MEDIO III es una capa de aire y una segunda medida (medida B) donde el MEDIO III es una superficie conductora (Fig. 4.7). Esta opción es la que se ha aplicado en este trabajo para la extracción de los parámetros electromagnéticos por el *Método de Impedancias*.

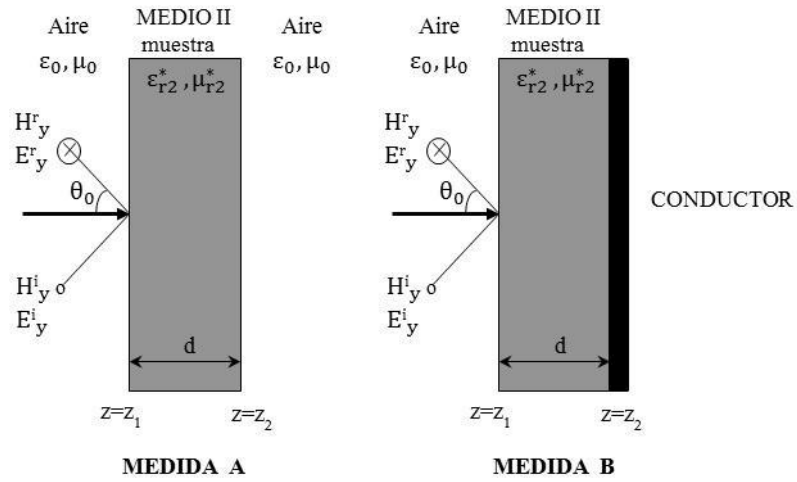


Fig. 4.7 – Esquema de las disposición de los distintos medios para realizar la dos medidas A y B.

Se resuelve la expresión (4.76) para cada una de las dos medidas realizadas A y B, y se despeja la $\tan(k_{z_2}^* d)$, como se muestra a continuación:

$$\tan(k_{z_2}^* d) = iZ_2^* \frac{Z_3^* - Z_1^*}{Z_2^{*2} - Z_3^* Z_1^*} = iZ_2^* \frac{Z_3^* - Z_1^*}{Z_2^{*2} - Z_3^* Z_1^*} \quad 4.76$$

de esta expresión se despeja Z_2^* y se obtiene:

$$Z_2^{*2} = \frac{Z_1^{*A} Z_1^{*B} (Z_3^{*B} - Z_3^{*A}) - Z_3^{*A} Z_3^{*B} (Z_1^{*B} - Z_1^{*A})}{(Z_3^{*B} - Z_3^{*A}) - (Z_1^{*B} - Z_1^{*A})} \quad 4.77$$

Y empleando este valor calculado de Z_2^* , se puede extraer el valor de $k_{z_2}^*$ y de los parámetros electromagnéticos del MEDIO II, teniendo en cuenta que $k_0 \sin \theta = \pi/a$ por (4.34):

$$\mu_{2r}^* = \frac{k_{z_2}^* Z_2^*}{k_0 \eta_0} \quad 4.78$$

$$\epsilon_{2r}^* = \frac{k_{z_2}^{*2} + k_0^2 \sin^2 \theta}{k_0^2 \mu_{2r}^*} \quad 4.79$$

Cuando se trabaja con un material de bajas pérdidas, la $\tan(k_{z_2}^* d) \approx 0$ para ciertos valores de la frecuencia. Por este motivo se ha de evitar valores de espesor del siguiente orden,

$$d = n \frac{\lambda_2}{2} \quad n=1,2,\dots \quad 4.80$$

con λ_2 la longitud de onda en el MEDIO II.

4.4 RESULTADOS EXPERIMENTALES

El objetivo de este apartado es proporcionar un valor de la ϵ_r^* y la μ_r^* de los compuestos extraídos de las medidas experimentales con guía de ondas. Como se ha expuesto a lo largo de este capítulo, el cálculo de estos valores a partir de las medidas se ha realizado con diferentes procedimientos y en este apartado se analizan los valores obtenidos en cada caso y se comparan entre ellos para realizar una crítica de los distintos métodos aplicados.

En primer lugar, en el apartado 4.4.1, se realiza una descripción y análisis de las muestras preparadas para las medidas en guía de ondas. Éste incluye la comparación entre los parámetros S medios de seis muestras de cada compuesto para determinar la influencia del porcentaje de microhilo. A continuación, en el apartado 4.4.2, se muestran todos los valores de los parámetros electromagnéticos extraídos para cada una de las muestras. Y en el apartado 0 se calculan el valor medio y el error típico de las seis muestras para compuesto de cada serie, MGI y MGII y, posteriormente, se estudia la dependencia de los parámetros electromagnéticos con el porcentaje de microhilo para cada serie. Para finalizar se realiza un análisis de cada procedimiento de medida.

4.4.1 Comparación entre muestras

Para cada uno de los compuestos estudiados de las serie MGI y MGII se ha preparado una plancha para las medidas en “free-space” (Capítulo 3) y de cada plancha se han extraído 6 muestras para las medidas en guía de ondas. Previo a la exposición de los valores de ϵ_r^* y μ_r^* calculados, se comparan estas 6 muestras entre sí para analizar sus diferencias y cómo éstas pueden afectar a la variación en los valores de los parámetros electromagnéticos calculados. Esta comparación se realiza en tres variables: en el espesor, en la orientación respecto a la plancha de 25x25cm y en los parámetros S medidos en el analizador, para cada una de las muestras de un mismo compuesto.

4.4.1.1 Espesores de las muestras para las medidas en guía de ondas

De cada muestra se han tomado cuatro puntos y se ha medido el espesor en cada uno de ellos (Fig. 4.7). Se ha calculado el espesor medio y el error para las 6 muestras de cada compuesto (Tabla 4-1).

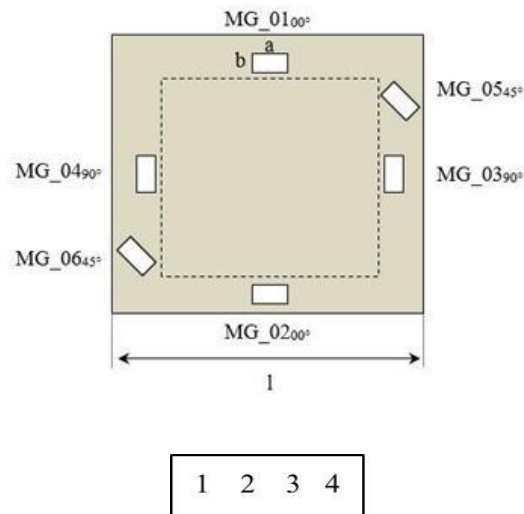


Fig. 4.7 – Muestras para las medidas en guía de ondas cortadas de las planchas para las medidas en “free-space” (figura superior) y espesores medidos en cada muestra (figura inferior).

Algunas de la muestra preparadas son defectuosas pues presentan una arruga en la parte inferior causada por el film transparente que se ha empleado en la fabricación. Son la MGI2%_01, la MGI3%_01, la MGII2%_06, MGII3%_4 y la MGII4%_02.

MGI 2%					
	1	2	3	4	
MGI2%_01 _{00°}	1070	1020	1030	1070	1048 ± 26
MGI2%_02 _{00°}	940	890	900	890	905 ± 23
MGI2%_03 _{90°}	890	980	970	900	935 ± 46
MGI2%_04 _{90°}	1010	1000	1000	1009	1005 ± 05
MGI2%_05 _{45°}	1030	1000	970	900	975 ± 55
MGI2%_06 _{45°}	1060	1030	940	900	983 ± 74
MGI 3%					
	1	2	3	4	
MGI3%_01 _{00°}	1000	1050	1060	1030	1035 ± 26
MGI3%_02 _{00°}	1030	990	1040	1050	1028 ± 26
MGI3%_03 _{90°}	940	960	920	970	948 ± 22
MGI3%_04 _{90°}	970	1000	1020	1090	1020 ± 50
MGI3%_05 _{45°}	1000	1050	970	1060	1020 ± 42
MGI3%_06 _{45°}	940	960	960	950	948 ± 15
MGI 4%					
	1	2	3	4	
MGI4%_01 _{00°}	1020	1030	970	1090	1028 ± 48
MGI4%_02 _{00°}	850	880	890	850	868 ± 20
MGI4%_03 _{90°}	930	1000	960	960	963 ± 28
MGI4%_04 _{90°}	920	890	930	920	915 ± 17
MGI4%_05 _{45°}	880	920	920	1050	943 ± 73
MGI4%_06 _{45°}	856	850	810	780	824 ± 35

MGII 2%					
	1	2	3	4	
MGII2%_01 _{00°}	932	968	977	954	958 ± 19
MGII2%_02 _{00°}	806	821	806	872	826 ± 31
MGII2%_03 _{90°}	907	976	954	925	941 ± 30
MGII2%_04 _{90°}	830	877	972	956	909 ± 66
MGII2%_05 _{45°}	1003	1002	990	960	989 ± 20
MGII2%_06 _{45°}	941	901	945	891	920 ± 27
MGII 3%					
	1	2	3	4	
MGII3%_01 _{00°}	1011	970	1024	945	988 ± 36
MGII3%_02 _{00°}	875	911	923	940	912 ± 27
MGII3%_03 _{90°}	852	807	816	803	820 ± 22
MGII3%_04 _{90°}	891	872	890	890	886 ± 09
MGII3%_05 _{45°}	973	1080	990	1072	1029 ± 54
MGII3%_06 _{45°}	809	875	901	854	860 ± 38
MGII 4%					
	1	2	3	4	
MGII4%_01 _{00°}	850	891	929	868	885 ± 33
MGII4%_02 _{00°}	827	868	934	1053	921 ± 97
MGII4%_03 _{90°}	1030	1025	1040	985	1020 ± 24
MGII4%_04 _{90°}	1006	972	1060	901	985 ± 65
MGII4%_05 _{45°}	860	907	990	1059	954 ± 86
MGII4%_06 _{45°}	1022	965	935	885	952 ± 56

Tabla 4-1 – Espesores de cada muestra. Valores medio y desviación estándar.

4.4.1.2 Comparación entre $S_{11\text{MEDIO}}$ y $S_{22\text{MEDIO}}$ entre distintos compuestos

Para cada compuesto se ha realizado una media entre los parámetros S medidos de cada muestra. La finalidad es obtener los valores medios de S_{11} y de S_{21} en función de la frecuencia entre diferentes compuestos para comparar posteriormente con los valores que se obtengan de la ϵ_r^* y de la μ_r^* (Fig. 4.8).

En ambas series se aprecia el mismo comportamiento: según se aumenta el porcentaje de microhilo en un compuesto, aumenta el valor de S_{11} , es decir, de la R , y disminuye el de S_{21} , o lo que es lo mismo, la T . Entre las distintas series, los compuestos tipo MGII muestran mayor reflectividad que los de tipo MGI. Esta relación nos permite hacer una idea de los parámetros electromagnéticos, que serán mayores los de la serie MGII respecto a la MGI, y dentro de cada serie, disminuirá su valor según disminuya la cantidad de microhilo añadida.

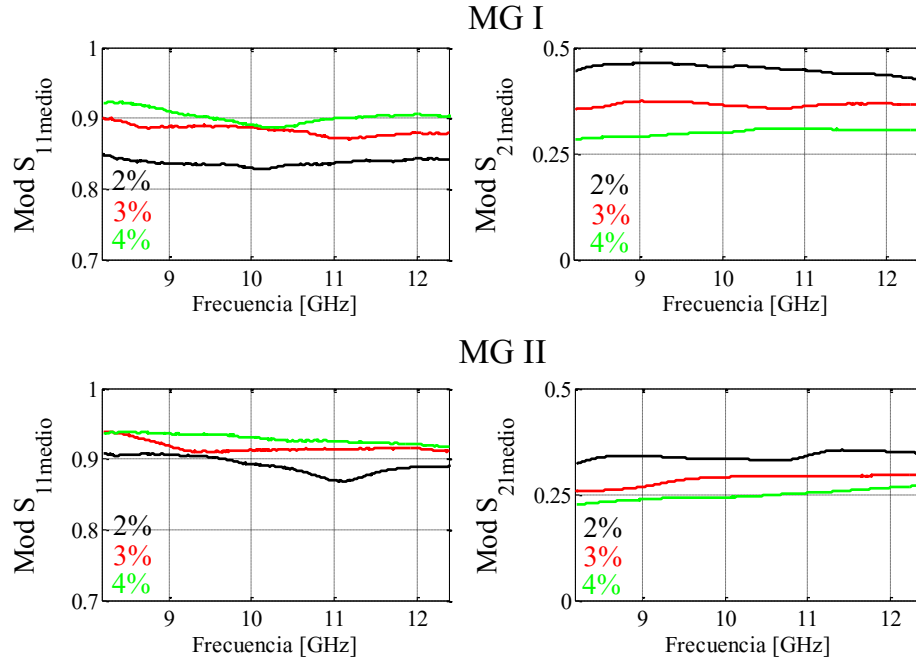


Fig. 4.8 - Comparación de los módulos de $S_{11MEDIO}$ y $S_{21MEDIO}$ de los compuestos de cada serie.

4.4.2 Valores de ϵ_r^* y de μ_r^*

Previo a la exposición los valores de las partes real e imaginaria de ϵ_r^* y de μ_r^* extraídos a partir de los diferentes procedimientos, se muestran los valores calculados de los parámetros electromagnéticos de dos muestras patrón: el aire y el *Teflon*. Estos valores obtenidos se comparan con los valores teóricos para obtener una primera impresión acerca del funcionamiento de cada procedimiento de medida.

4.4.2.1 Valores de ϵ_r^* y de μ_r^* para el aire y el *Teflon*

Se han medido dos muestras para comprobar el funcionamiento del sistema experimental: una muestra de “aire” (es decir, se mide el molde vacío, sin rellenar con ningún compuesto) y otra muestra de *Teflon*, ambas de 2mm de espesor (Fig. 4.9). Los valores teóricos de los parámetros electromagnéticos son [26]:

$$\text{Aire} \quad \epsilon_r^* = 1.0 - i0.0 \text{ y } \mu_r^* = 1.0 - i0.0$$

$$\text{Teflon} \quad \epsilon_r^* = 2.06 - i0.0 \text{ y } \mu_r^* = 1.0 - i0.0$$

	AIRE					TEFLON			
	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''		ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''
NRW	1.012	-0.008	0.990	0.002	NRW	2.051	-0.004	0.998	0.004
Rm_Impedancia	1.009	0.001	1.013	-0.007	Rm_Impedancia	2.058	0.002	1.019	-0.003
RT_Opt_Mod	1.350	-0.164	1.591	-0.198	RT_Opt_Mod	2.200	-0.784	1.590	-0.004
RT_Opt_ReIm	1.332	-0.197	1.608	-0.132	RT_Opt_ReIm	2.392	-0.114	1.465	-0.395
RT_Eqs_Mod	1.364	0.003	1.990	0.010	RT_Eqs_Mod	2.408	0.229	1.919	-0.283
RT_Eqs_ReIm	1.364	0.273	1.990	0.010	RT_Eqs_ReIm	2.408	0.229	1.919	-0.283
Rm_Opt_Mod	8.432	-0.590	1.045	-0.050	Rm_Opt_Mod	0.000	0.000	2.500	-0.004
Rm_Opt_ReIm	0.000	0.601	2.020	-0.008	Rm_Opt_ReIm	0.544	-0.895	1.136	-1.457
Rm_Eqs_Mod	11.534	-0.198	1.990	0.010	Rm_Eqs_Mod	-6.911	1.766	1.919	-0.283
Rm_Eqs_ReIm	-8.828	0.736	1.990	0.010	Rm_Eqs_ReIm	-6.911	1.766	1.919	-0.283

Tabla 4-2 - Valores de ϵ_r^* y μ_r^* del Aire y del Teflon.

Los valores obtenidos por el *Método de NRW* y por el *Método de Impedancias* son los más parecidos a los valores teóricos (Tabla 4-2).

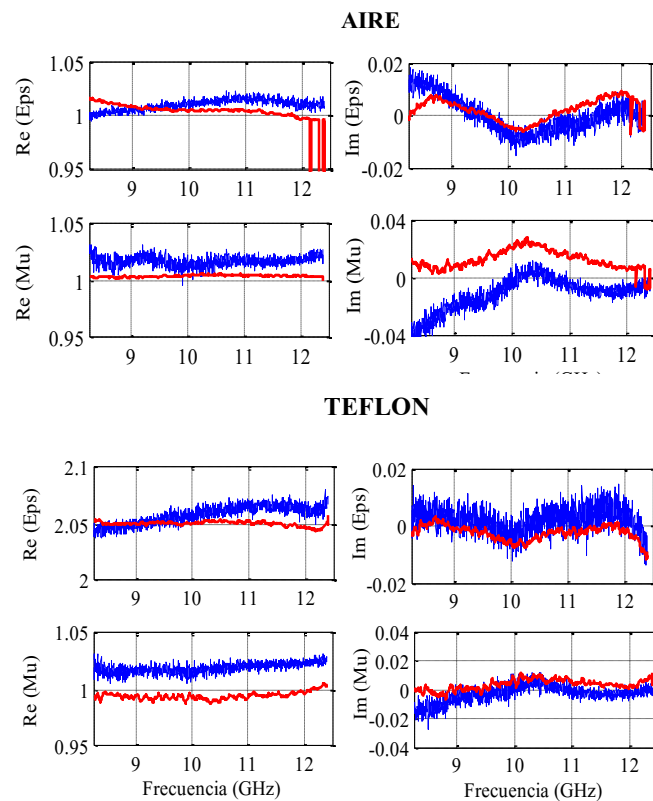


Fig. 4.9 - Representación de las partes real e imaginarias de $\epsilon_r^*(f)$ y $\mu_r^*(f)$ del “aire” (figura superior) y del Teflón (figuras inferior).

El *Método de Ecuaciones*, tanto la opción de *Módulo* como la de *Módulo/Fase* no aportan valores correctos. Esto mismo sucede con las muestras que se estudian en la tesis, por eso se ha decidido no tener en cuenta los valores obtenidos mediante este procedimiento. Los valores calculados por el *Método de Optimización de R_m* son erróneos, aunque esto mismo no sucede en las muestras de los compuestos estudiados. Y en el caso del *Método de Optimización de RT* , se obtienen unos valores mayores de los reales, tanto en el caso del *Módulo* como en el del *Módulo/Fase*.

Los dos métodos que aportan los valores más precisos, comparados con los recogidos en la bibliografía, son el *Método de NRW* y el *Método de las Impedancias*, pues no supera el 1% de diferencia.

4.4.2.2 Comparación y representación de ϵ_r^* y de μ_r^* de cada muestra

En las primeras tablas se presentan los valores extraídos por todos los procedimientos empleados para cada muestra (*Tabla 4-3*) - (*Tabla 4-8*). A continuación, en las gráficas siguientes, se representan el valor medio de las 6 muestras de cada compuesto para cada procedimiento de medida no excluido (*Fig. 4.10*) – (*Fig. 4.15*). Por ejemplo, han sido excluidos los valores obtenidos por el *Método de las Ecuaciones*, pues los valores aportados no son físicamente posibles. Estas gráficas se acompañan de una tabla donde se muestran los valores representados (*Tabla 4-9*) – (*Tabla 4-14*).

- En estas tablas se marcan en rojo aquellos valores erróneos. Por ejemplo, que tienen las partes reales negativas o menores que la unidad.
- En color azul se indican aquellos procedimientos cuyos valores difieren bastante del resto de procedimientos.
- En azul también se han marcado algunos valores de la parte imaginaria de la permeabilidad que es positivo y debería ser su valor igual a 0, sin signo (sólo sucede con el *Método de Impedancias*).

Para cada muestra del compuesto **MG12%** se presentan los valores de los parámetros electromagnéticos de cada una de las muestras mediante los seis procedimientos de medida (*Tabla 4-3*). Se excluye los valores obtenidos para la muestra MG12%_01. En azul se resaltan aquellos valores que difieren de los valores obtenidos por los otros procedimientos, que en casi todos los casos pertenecen a valores extraídos por el *Método de Optimización de R_m* , tanto con la opción del *Módulo* como la de *Módulo/Fase*.

	MGI 2%_01 _{00°} 1050μm				MGI 2%_02 _{00°} 905μm				MGI 2%_03 _{90°} 935μm			
	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''
NRW	15.87	-1.70	1.02	0.00	19.51	-2.75	1.07	0.00	19.52	-2.10	1.07	-0.01
Rm_Impedancia	15.62	-0.16	1.18	-0.08	20.23	-2.40	1.10	0.03	18.66	-1.47	1.10	-0.10
RT_Opt_Mod	17.89	-1.66	1.14	-0.02	19.34	-0.74	1.12	-0.02	20.64	-1.29	1.10	-0.09
RT_Opt_ModFase	17.39	-0.40	1.00	-0.27	20.32	-0.36	1.33	-0.02	20.98	-0.47	1.17	-0.03
Rm_Opt_Mod	22.87	-1.02	1.12	-0.01	23.27	-0.42	1.07	-0.04	22.95	-1.67	1.07	0.00
Rm_Opt_ModFase	22.21	-2.47	1.00	-0.01	23.43	-1.71	1.00	-0.83	22.72	-3.02	1.03	0.00
	MGI 2%_04 _{90°} 1005μm				MGI 2%_05 _{45°} 975μm				MGI 2%_06 _{45°} 983μm			
	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''
NRW	19.36	-2.10	1.08	0.01	17.82	-2.01	1.07	0.00	18.75	-1.93	1.10	-0.03
Rm_Impedancia	18.87	-0.39	1.11	-0.03	16.69	-0.35	1.08	-0.05	18.01	-0.68	1.10	-0.04
RT_Opt_Mod	20.06	-0.38	1.13	-0.16	17.98	-1.20	1.16	-0.10	18.89	-0.72	1.18	-0.16
RT_Opt_ModFase	20.21	-0.02	1.05	-0.10	18.16	-0.05	1.13	-0.02	19.23	-0.07	1.11	0.00
Rm_Opt_Mod	23.67	-0.86	1.03	0.00	21.71	-1.03	1.07	0.00	22.35	-1.06	1.01	0.00
Rm_Opt_ModFase	23.02	-2.39	1.00	0.00	22.10	-2.85	1.00	0.00	23.02	-2.85	1.00	-0.03

Tabla 4-3 –Valores de ϵ_r^* y μ_r^* del compuesto MGI 2%.

	MGI 3%_01 _{00°} 935μm				MGI 3%_02 _{00°} 1028μm				MGI 3%_03 _{90°} 948μm			
	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''
NRW	22.13	-4.87	1.10	-0.01	24.73	-3.03	1.08	-0.02	25.37	-3.22	1.09	0.01
Rm_Impedancia	21.98	-4.78	1.07	0.00	25.96	-2.55	1.13	-0.03	25.80	-1.22	1.14	-0.02
RT_Opt_Mod	20.30	-2.27	1.49	-0.03	25.55	-1.22	1.12	-0.02	25.55	-1.86	1.10	-0.16
RT_Opt_ModFase	18.60	-0.63	1.01	-0.04	24.10	-2.33	1.15	-0.02	26.34	-1.24	1.11	-0.03
Rm_Opt_Mod	26.51	-3.71	1.15	0.00	29.93	-4.04	1.00	0.00	30.79	-2.45	1.02	-0.05
Rm_Opt_ModFase	25.10	-2.95	1.25	-0.01	29.03	-4.19	1.04	0.00	29.67	-3.48	1.05	0.00
	MGI 3%_04 _{90°} 1020μm				MGI 3%_05 _{45°} 1020μm				MGI 3%_06 _{45°} 953μm			
	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''
NRW	25.96	-3.25	1.10	-0.02	25.37	-3.80	1.07	-0.03	25.82	-4.13	1.10	-0.01
Rm_Impedancia	24.01	-2.35	1.15	-0.01	25.91	-3.16	1.12	-0.04	26.51	-3.47	1.13	0.00
RT_Opt_Mod	24.51	-2.09	1.17	-0.01	26.99	-2.89	1.15	0.00	26.93	-2.67	1.14	-0.01
RT_Opt_ModFase	23.67	-0.92	1.03	-0.02	26.97	-2.17	1.13	-0.02	27.54	-1.75	1.19	-0.02
Rm_Opt_Mod	30.81	-4.88	1.13	-0.14	30.99	-3.94	1.00	-0.06	30.13	-4.04	1.00	-0.04
Rm_Opt_ModFase	29.52	-3.78	1.00	0.00	30.58	-3.17	1.00	0.00	29.61	-4.37	1.13	-0.04

Tabla 4-4 - Valores de ϵ_r^* y μ_r^* del compuesto MGI 3%.

En el caso de las muestras de los compuesto **MGI3%**, se excluye la muestra MGI3%_01 (Tabla 4-4). En azul se resaltan aquellos valores que difieren en más de un 3% de los valores obtenidos por los otros procedimientos. La mayoría de estos valores son obtenidos por *Método de Optimización Rm*.

	MGI 4%_01 _{00°} 1028μm				MGI 4%_02 _{00°} 868μm				MGI 4%_03 _{90°} 963μm			
	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''
NRW	30.31	-4.92	1.38	0.00	32.58	-5.21	1.10	0.00	31.05	-4.63	1.12	-0.01
Rm_Impedancia	26.62	-3.87	1.12	-0.02	30.95	-3.60	1.16	0.02	28.34	-3.95	1.18	-0.05
RT_Opt_Mod	29.15	-2.99	1.17	-0.03	29.58	-2.09	1.12	0.00	32.23	-3.04	1.19	-0.03
RT_Opt_ModFase	28.32	-1.65	1.23	-0.13	31.18	-1.36	1.18	0.00	31.99	-2.25	1.00	-0.18
Rm_Opt_Mod	36.80	-3.14	1.00	0.00	41.17	-3.96	1.00	0.00	41.79	-4.79	1.00	-0.01
Rm_Opt_ModFase	33.12	-5.30	1.02	-0.01	37.14	-4.86	1.00	0.00	43.65	-5.07	1.18	-0.07

	MGI 4%_04 _{90°} 915μm				MGI 4%_05 _{45°} 943μm				MGI 4%_06 _{45°} 824μm			
	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''
NRW	33.32	-5.72	1.11	0.00	33.82	-4.71	1.16	-0.02	33.62	-4.63	1.14	-0.01
Rm_Impedancia	35.98	-5.38	1.15	0.01	36.24	-5.10	1.12	-0.01	33.54	-1.22	1.09	0.00
RT_Opt_Mod	33.43	-4.29	1.18	-0.02	32.46	-1.58	1.17	-0.12	29.78	-0.50	1.13	-0.03
RT_Opt_ModFase	36.34	-2.27	1.24	-0.15	34.98	-1.62	1.24	-0.13	32.77	-3.09	1.48	-0.11
Rm_Opt_Mod	41.10	-4.39	1.00	-0.06	44.13	-4.50	1.00	-0.13	40.04	-4.14	1.12	-0.04
Rm_Opt_ModFase	44.46	-6.00	1.02	0.00	38.46	-6.14	1.06	0.00	37.54	-3.08	1.06	0.00

Tabla 4-5 - Valores de ϵ_r^* y μ_r^* del compuesto MGI 4%.

Para cada muestra del compuesto **MGI4%** se muestran todos los valores de los parámetros electromagnéticos de cada una de las muestras mediante los procedimientos de medida (Tabla 4-5).

	MGII 2%_01 _{00°} 960μm				MGII 2%_02 _{00°} 825μm				MGII 2%_03 _{90°} 940μm			
	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''
NRW	24.68	-4.96	1.21	0.00	28.57	-4.98	1.18	0.00	26.12	-4.72	1.29	0.00
Rm_Impedancia	25.57	-5.99	1.05	0.03	29.45	-7.95	1.11	0.05	27.86	-8.24	1.00	0.08
RT_Opt_Mod	25.87	-1.48	1.30	-0.19	28.98	-1.94	1.50	-0.19	27.56	-1.63	1.37	-0.18
RT_Opt_ModFase	25.81	-1.45	1.33	-0.23	25.95	0.00	1.00	-0.31	27.45	-1.67	1.38	-0.21
Rm_Opt_Mod	23.23	-6.40	1.16	-0.08	29.01	0.00	1.00	-0.12	30.12	0.00	1.08	-0.04
Rm_Opt_ModFase	25.96	-0.77	1.05	-0.07	28.89	-2.35	1.29	-0.05	23.85	-2.73	1.07	-0.02

	MGII 2%_04 _{90°} 910μm				MGII 2%_05 _{45°} 990μm				MGII 2%_06 _{45°} 920μm			
	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''
NRW	26.71	-5.35	1.28	0.00	24.10	-4.93	1.13	0.00	23.31	-4.58	1.29	0.00
Rm_Impedancia	27.77	-9.41	1.03	0.01	25.92	-4.92	1.19	0.01	23.59	-4.61	1.15	0.00
RT_Opt_Mod	28.57	-2.27	1.40	-0.19	27.11	-1.81	1.33	-0.20	24.41	-1.66	1.33	-0.20
RT_Opt_ModFase	28.10	-2.12	1.38	-0.22	31.11	-2.18	1.51	-0.28	23.44	-1.21	1.30	-0.29
Rm_Opt_Mod	33.32	-0.03	1.05	-0.04	37.26	-1.26	1.00	-0.04	23.52	-1.33	1.28	-0.27
Rm_Opt_ModFase	27.20	-2.91	1.06	-0.01	27.41	-2.02	1.04	-0.05	23.44	-1.21	1.30	-0.29

Tabla 4-6 - Valores de ϵ_r^* y μ_r^* del compuesto MGII 2%.

A continuación se exponen los valores de cada muestra del compuesto **MGII 2%** (Tabla 4-6). La muestra MGII2%_06, que es defectuosa, no se ha tenido en cuenta para el cálculo de los valores medios, a pesar de que los valores obtenidos no difieren significativamente del resto. Como en los casos anteriores, se resaltan en azul aquellos valores que difieren de los valores obtenidos por los otros procedimientos y que, como en los casos anteriores, pertenecen al *Método de Optimización de R_m* .

También se muestran todos los valores para cada muestra del compuesto **MGII3%** (Tabla 4-7). La muestra MGII3%_04, que es defectuosa, no se ha tenido en cuenta para el cálculo de los valores medios. El *Método de Optimización de R_m* , tanto en Módulo como en Módulo/fase, extrae unos valores mayores por encima de la media.

	MGII 3%_01 _{00°} 990 μ m				MGII 3%_02 _{00°} 915 μ m				MGII 3%_03 _{90°} 820 μ m			
	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''
NRW	31.80	-4.00	1.05	-0.04	33.00	-6.00	1.20	0.0000	33.00	-7.00	1.38	0.00
Rm_Impedancia	28.39	2.83	1.30	-0.32	32.96	-10.68	1.05	0.11	34.72	-10.83	1.22	0.08
RT_Opt_Mod	31.60	-5.19	1.20	-0.02	32.60	-3.71	1.28	-0.11	33.67	-6.73	1.48	-0.06
RT_Opt_ModFase	33.47	-2.60	1.16	-0.19	31.75	-9.69	0.00	-0.15	34.76	-4.05	1.53	-0.17
Rm_Opt_Mod	44.30	-5.72	1.00	-0.09	32.67	-3.48	1.00	-0.67	42.22	-3.42	1.19	0.00
Rm_Opt_ModFase	34.74	-5.32	1.12	-0.01	37.79	-4.28	1.02	-0.04	36.20	-6.76	1.14	-0.01
	MGII 3%_04 _{90°} 890 μ m				MGII 3%_05 _{45°} 1030 μ m				MGII 3%_06 _{45°} 860 μ m			
	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''
NRW	38.90	-6.80	1.37	0.0000	30.50	-4.00	1.01	0.00	33.20	-6.30	1.20	0.0000
Rm_Impedancia	40.08	-9.98	1.13	-0.05	29.45	1.99	1.21	-0.05	33.90	-12.65	1.16	0.10
RT_Opt_Mod	40.07	-3.17	1.00	-0.16	32.23	-1.51	1.04	-0.18	32.21	-2.31	1.27	-0.20
RT_Opt_ModFase	39.70	-2.94	1.32	-0.16	33.15	-5.01	0.00	-0.12	34.28	-3.00	1.25	-0.19
Rm_Opt_Mod	47.54	-3.40	1.00	-0.05	40.55	-7.50	1.00	-0.09	41.93	-4.83	1.05	-0.01
Rm_Opt_ModFase	36.93	-4.66	1.21	-0.09	42.09	-5.68	1.00	0.00	41.23	-7.00	1.04	-0.08

Tabla 4-7 - Valores de ϵ_r^* y μ_r^* del compuesto MGII 3%.

Y para finalizar se exponen los valores de cada muestra del compuesto **MGII 4%** mediante los seis procedimientos de medida (Tabla 4-8). Las muestras MGII4%_02 y MGII4%_04, que son defectuosas, no se han tenido en cuenta para el cálculo de los valores medios.

Si se observan todos los valores, no se aprecia ninguna diferencia entre ellos dependiendo de la orientación. Con respecto al espesor, parece mostrarse el comportamiento del aumento del valor ϵ_r' de según disminuye el espesor de la muestra. Para realizar esta comparativa de modo sistemático sería conveniente contar con muestras de la misma orientación y diferente espesor, o bien diferente orientación y mismo espesor.

	MGII 4%_01 _{00°} 885μm				MGII 4%_02 _{00°} 920μm				MGII 4%_03 _{90°} 1020μm			
	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''
NRW	38.64	-7.05	1.29	0.00	34.00	-6.00	1.20	0.0000	38.68	-6.80	1.12	-0.02
Rm_Impedancia	41.20	-7.61	1.23	-0.02	31.99	-3.86	1.22	-0.13	40.32	-0.16	1.16	-0.23
RT_Opt_Mod	40.14	-2.73	1.39	-0.17	28.20	-5.70	1.00	0.00	37.35	-2.23	1.19	-0.18
RT_Opt_ModFase	40.49	-3.60	1.38	-0.17	31.88	-2.44	1.28	-0.24	37.35	-1.51	1.19	-0.18
Rm_Opt_Mod	45.02	-5.71	1.21	0.00	31.86	-3.20	1.27	-0.19	50.25	-6.17	1.00	-0.03
Rm_Opt_ModFase	44.37	-9.57	1.20	0.00	31.88	-2.44	1.28	-0.24	41.32	-4.56	1.20	-0.12
	MGII 4%_04 _{90°} 985μm				MGII 4%_05 _{45°} 960μm				MGII 4%_06 _{45°} 950μm			
	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''
NRW	26.23	6.24	1.13	-0.03	39.40	-6.39	1.11	-0.03	44.34	-8.26	1.07	-0.01
Rm_Impedancia	28.11	2.20	1.37	-0.47	44.76	2.92	1.18	-0.38	47.24	-12.84	1.09	0.06
RT_Opt_Mod	27.49	-2.71	1.24	-0.19	41.14	-5.28	1.10	-0.15	48.67	-6.83	1.14	-0.10
RT_Opt_ModFase	30.46	-2.34	1.36	-0.32	43.43	-10.38	1.06	-0.15	47.36	-6.26	1.20	-0.10
Rm_Opt_Mod	30.58	-2.67	1.36	-0.19	50.14	-12.25	1.20	0.00	52.31	-10.98	1.00	-0.62
Rm_Opt_ModFase	30.46	-2.34	1.36	-0.32	47.02	-11.84	1.28	-0.16	48.86	-10.78	1.08	-0.29

Tabla 4-8 - Valores de ϵ_r^* y μ_r^* del compuesto MGII 4%.

4.4.3 Cálculo de la $\epsilon_{r_media}^*$ y de la $\mu_{r_media}^*$ para cada compuesto

Se ha calculado el valor medio y el error típico de cada parámetro electromagnético para un mismo procedimiento sobre las 6 muestras estudiadas (salvo en los casos donde no se han considerado muestras por defectuosas). Los colores de las curvas corresponden a los diferentes procedimientos de extracción aplicados, detallados en las tablas adjuntas. No se han hecho coincidir las escalas de las gráficas de los diferentes compuestos con el fin de observar en detalle el comportamiento de los parámetros electromagnéticos.

	MGI 2%			
	$\epsilon_r'_{media}$	$\epsilon_r''_{media}$	$\mu_r'_{media}$	$\mu_r''_{media}$
NRW	18.99 ± 0.64	-2.18 ± 0.29	1.08 ± 0.01	-0.01 ± 0.01
RT_Opt_Mod	19.38 ± 0.90	-0.86 ± 0.33	1.14 ± 0.03	-0.10 ± 0.05
RT_Opt_ModFase	19.78 ± 0.96	-0.19 ± 0.18	1.16 ± 0.09	-0.03 ± 0.03
Rm_Impedancia	18.45 ± 1.13	-1.07 ± 0.77	1.10 ± 0.04	-0.04 ± 0.14
Rm_Opt_Mod	22.79 ± 0.68	-1.01 ± 0.39	1.05 ± 0.02	-0.02 ± 0.02
Rm_Opt_ModFase	22.86 ± 0.43	-2.57 ± 0.47	1.01 ± 0.01	-0.17 ± 0.10

Tabla 4-9 - Valores de $\epsilon_{r_medio}^*$ y $\mu_{r_medio}^*$ de MGI 2%.

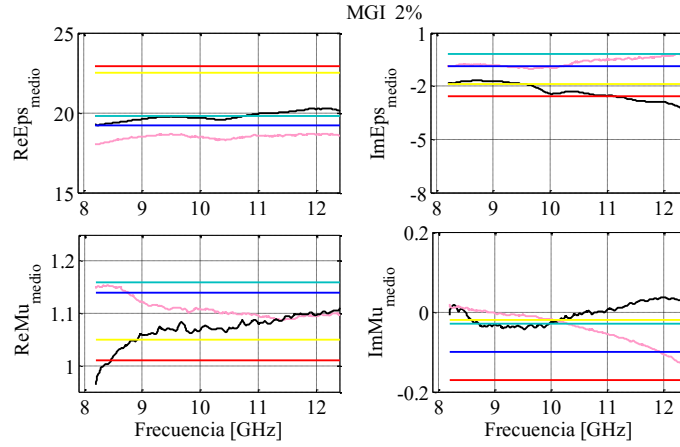


Fig. 4.10 – Representación de las partes real e imaginaria de $\epsilon_{r_{medio}}^*(f)$ y $\mu_{r_{medio}}^*(f)$ del compuesto MGI 2%.

Si nos fijamos en las curvas de las partes reales tanto de la permitividad como de la permeabilidad para el *Método de Impedancia* (fucsia) y el *Método de NRW* (negro), se observa que la parte real de ϵ_r^* es como una imagen especular de la parte imaginaria de la μ_r^* , es decir, cuando la ϵ_r' crece, la μ_r' decrece, y viceversa. Esto puede ser debido a que en estos métodos la extracción de los valores de los parámetros se realiza a partir del producto $\epsilon_r^* \cdot \mu_r^*$ y la separación de dicho producto lleva asociada incertidumbre. A este efecto se le denomina a partir de ahora “efecto espejo” y puede dar lugar a una falsa dependencia de los parámetros electromagnéticos con la frecuencia. Se aprecia el mismo efecto con las partes imaginarias y en todos los compuestos estudiados, como se puede observar en las gráficas siguientes.

Los valores obtenidos por el *Método de Optimización R_m* son más elevados que los valores obtenidos por los otros procedimientos. Esta diferencia de valores se observa en todos los compuestos analizados, por lo que parece un problema intrínseco del procedimiento.

	MGI 3%			
	$\epsilon_r'_{media}$	$\epsilon_r''_{media}$	$\mu_r'_{media}$	$\mu_r''_{media}$
NRW	25.45 ± 0.42	-3.49 ± 0.40	1.00 ± 0.01	0.00 ± 0.01
RT_Opt_Mod	25.91 ± 215	-2.14 ± 0.58	1.13 ± 0.02	-0.01 ± 0.01
RT_Opt_ModFase	25.72 ± 1.52	-1.68 ± 0.53	1.12 ± 0.05	-0.02 ± 0.00
Rm_Impedancia	25.64 ± 0.83	-2.55 ± 0.76	1.13 ± 0.01	-0.01 ± 0.01
Rm_Opt_Mod	30.53 ± 0.41	-3.87 ± 0.77	1.03 ± 0.05	-0.06 ± 0.04
Rm_Opt_ModFase	29.68 ± 0.49	-3.80 ± 0.43	1.04 ± 0.05	-0.01 ± 0.02

Tabla 4-10 - Valores de $\epsilon_{r_{medio}}^*$ y $\mu_{r_{medio}}^*$ de MGI 3%.

Se representan los parámetros electromagnéticos en función de la frecuencia para el compuesto **MGI 3%**. De nuevo se aprecia el efecto espejo, sobre todo para las partes imaginarias.

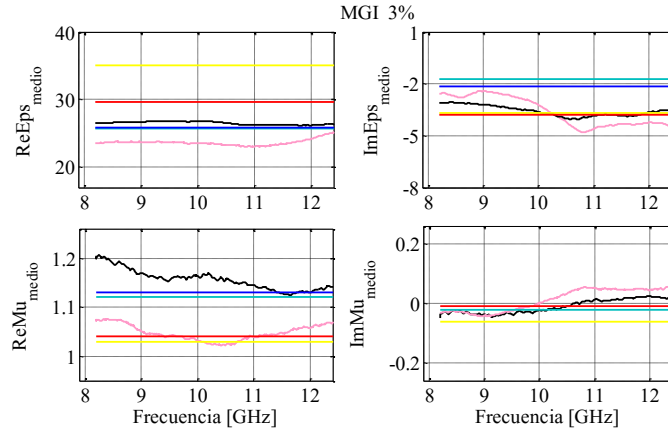


Fig. 4.11 – Representación de $\epsilon_{r_medio}^*(f)$ y $\mu_{r_medio}^*(f)$ de MGI 3%.

Y para el caso del compuesto **MGI 4%** de nuevo el mismo efecto que en los compuestos anteriores.

	MGI 4%			
	$\epsilon_{r'}_{media}$	$\epsilon_{r''}_{media}$	$\mu_{r'}_{media}$	$\mu_{r''}_{media}$
<i>NRW</i>	32.45 ± 116	-4.97 ± 0.34	1.18 ± 0.08	-0.01 ± 0.01
<i>RT_Opt_Mod</i>	31.11 ± 1.45	-2.41 ± 1.05	1.16 ± 0.02	-0.04 ± 0.03
<i>RT_Opt_ModFase</i>	32.10 ± 3.07	-2.04 ± 0.51	1.23 ± 0.12	-0.11 ± 0.05
<i>Rm_Impedancia</i>	31.94 ± 3.19	-3.85 ± 1.18	1.14 ± 0.03	-0.10 ± 0.02
<i>Rm_Opt_Mod</i>	40.84 ± 1.92	-4.15 ± 0.56	1.02 ± 0.04	-0.04 ± 0.04
<i>Rm_Opt_ModFase</i>	39.06 ± 3.43	-5.07 ± 0.88	1.06 ± 0.05	-0.01 ± 0.02

Tabla 4-11 - Valores de $\epsilon_{r_medio}^*$ y $\mu_{r_medio}^*$ de MGI 4%.

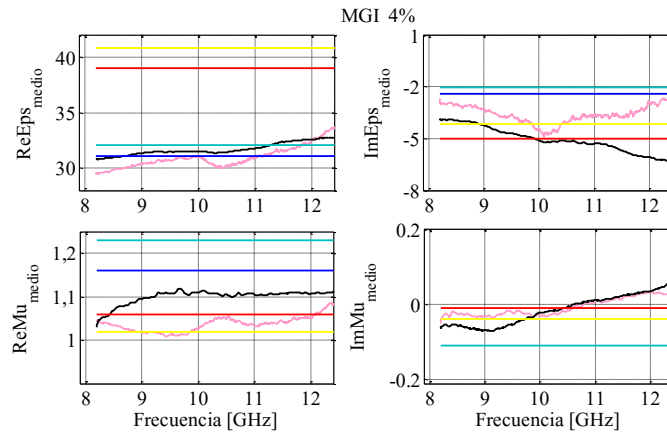


Fig. 4.12 – Representación de las partes real e imaginaria de $\epsilon_{r_medio}^*(f)$ y $\mu_{r_medio}^*(f)$ del compuesto MGI 4%.

A continuación se presentan los valores para los compuestos de la serie **MGII**, donde de nuevo se observa el “factor espejo” y el aumento de los valores de los parámetros cuando se procesa con el Método de Optimización de R_m .

	$\epsilon_r'_{media}$	$\epsilon_r''_{media}$	$\mu_r'_{media}$	$\mu_r''_{media}$
<i>NRW</i>	26.04 ± 1.55	-4.99 ± 0.20	1.22 ± 0.06	0.00 ± 0.02
<i>RT_Opt_Mod</i>	27.62 ± 1.08	-1.83 ± 0.55	1.38 ± 0.07	-0.19 ± 0.01
<i>RT_Opt_ModFase</i>	27.69 ± 1.88	-1.48 ± 0.77	1.32 ± 0.17	-0.25 ± 0.04
<i>Rm_Impedancia</i>	27.31 ± 1.39	-7.30 ± 1.37	1.07 ± 0.06	-0.04 ± 0.03
<i>Rm_Opt_Mod</i>	32.42 ± 3.63	-0.32 ± 0.61	1.03 ± 0.04	-0.06 ± 0.06
<i>Rm_Opt_ModFase</i>	26.66 ± 1.65	-2.31 ± 0.75	1.10 ± 0.09	-0.04 ± 0.02

Tabla 4-12 - Valores de $\epsilon_{r_medio}^*$ y $\mu_{r_medio}^*$ de MGII 2%.

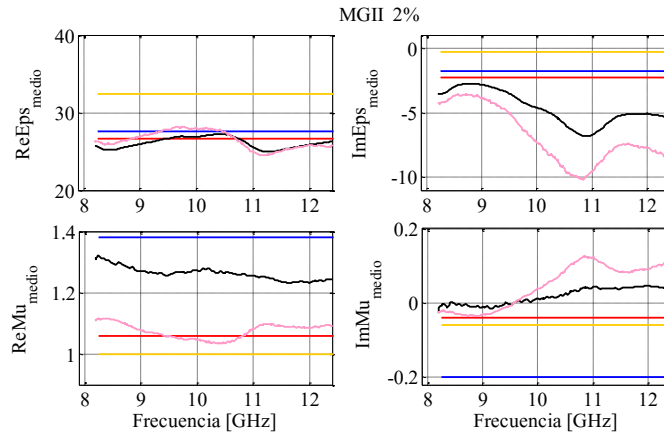


Fig. 4.13 – Representación de las partes real e imaginaria de $\epsilon_{r_medio}^*(f)$ y $\mu_{r_medio}^*(f)$ de MGII 2%.

De nuevo, los valores de los parámetros electromagnéticos obtenidos por el Método de Optimización R_m Módulo son más elevados que el resto de los valores calculados por los otros procedimientos

	MGI 3%			
	$\epsilon_r'_{media}$	$\epsilon_r''_{media}$	$\mu_r'_{media}$	$\mu_r''_{media}$
<i>NRW</i>	24.35 ± 0.42	-3.49 ± 0.40	1.00 ± 0.01	0.00 ± 0.01
<i>RT_Opt_Mod</i>	25.12 ± 215	-2.14 ± 0.58	1.13 ± 0.02	-0.01 ± 0.01
<i>RT_Opt_ModFase</i>	25.42 ± 1.52	-1.68 ± 0.53	1.12 ± 0.05	-0.02 ± 0.00
<i>Rm_Impedancia</i>	25.31 ± 0.83	-2.55 ± 0.76	1.13 ± 0.01	-0.01 ± 0.01
<i>Rm_Opt_Mod</i>	30.03 ± 0.41	-3.87 ± 0.77	1.03 ± 0.05	-0.06 ± 0.04
<i>Rm_Opt_ModFase</i>	27.18 ± 0.49	-3.80 ± 0.43	1.04 ± 0.05	-0.01 ± 0.02

Tabla 4-13 - Valores de $\epsilon_{r_medio}^*$ y $\mu_{r_medio}^*$ de MGII 3%.

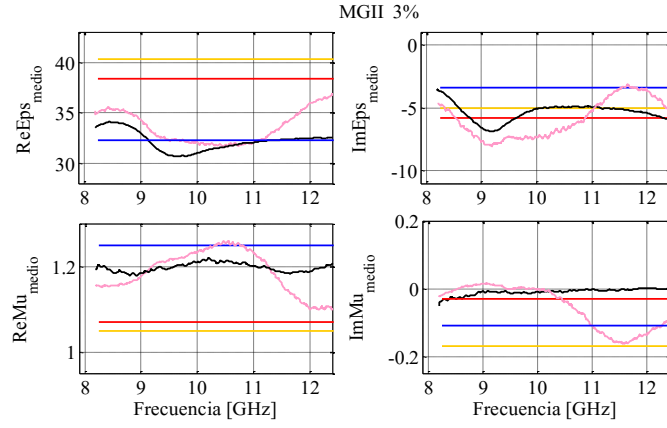


Fig. 4.14 – Representación de las partes real e imaginaria de $\epsilon_{r_medio}^*(f)$ y $\mu_{r_medio}^*(f)$ de MGII 3%.

Y, finalmente, para el compuesto **MGII4%** los valores de los parámetros electromagnéticos son:

	MGII 4%			
	ϵ_{r_media}'	ϵ_{r_media}''	μ_{r_media}'	μ_{r_media}''
<i>NRW</i>	42.27 ± 3.52	-7.13 ± 0.79	1.15 ± 0.10	-0.02 ± 0.01
<i>RT_Opt_Mod</i>	42.73 ± 2.74	-4.27 ± 2.12	1.20 ± 0.12	-0.15 ± 0.04
<i>RT_Opt_ModFase</i>	42.89 ± 3.02	-5.45 ± 3.75	1.21 ± 0.13	-0.15 ± 0.04
<i>Rm_Impedancia</i>	42.95 ± 3.15	-4.42 ± 5.15	1.16 ± 0.06	-0.14 ± 0.19
<i>Rm_Opt_Mod</i>	49.76 ± 2.04	-8.78 ± 2.03	1.10 ± 0.12	-0.16 ± 0.30
<i>Rm_Opt_ModFase</i>	48.05 ± 3.21	-7.78 ± 2.89	1.19 ± 0.08	-0.02 ± 0.03

Tabla 4-14 - Valores de $\epsilon_{r_medio}^*$ y $\mu_{r_medio}^*$ de MGII 4%.

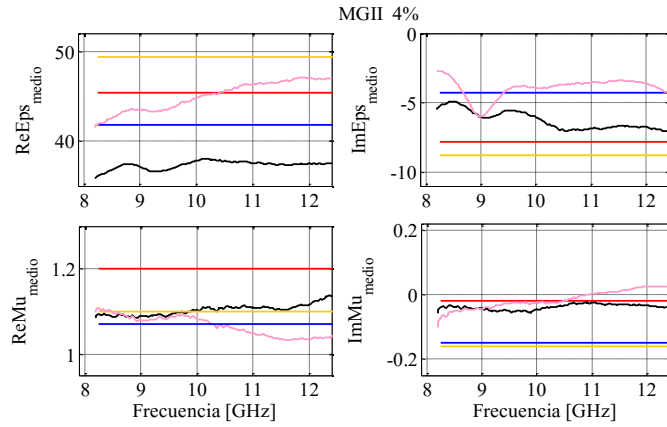


Fig. 4.15 – Representación de las partes real e imaginaria de $\epsilon_{r_medio}^*(f)$ y $\mu_{r_medio}^*(f)$ de MGII 4%.

4.4.3.1 Dependencia de $\epsilon_{r_medio}^*$ y de la $\mu_{r_medio}^*$ con la cantidad de microhilo

De los valores extraídos por los 6 procedimientos se realiza la media aritmética y el error típico y se representa estos valores en función de la cantidad de microhilo para cada uno de los compuestos la serie MGI y la MGII (Tabla 4-15). De este modo se puede estudiar cómo varían los parámetros electromagnéticos con el tipo y la cantidad de microhilo añadido.

	MGI			
	ϵ_{r_media}'	ϵ_{r_media}''	μ_{r_media}'	μ_{r_media}''
2%	18.70 ± 0.60	-1.30 ± 0.30	1.10 ± 0.05	-0.05 ± 0.00
3%	25.70 ± 0.70	-2.80 ± 0.45	1.10 ± 0.05	-0.05 ± 0.00
4%	33.20 ± 1.80	-3.75 ± 0.55	1.15 ± 0.05	-0.10 ± 0.05

	MGII			
	ϵ_{r_media}'	ϵ_{r_media}''	μ_{r_media}'	μ_{r_media}''
2%	25.40 ± 1.40	-3.00 ± 0.50	1.20 ± 0.10	-0.10 ± 0.05
3%	34.90 ± 2.05	-4.90 ± 1.40	1.10 ± 0.10	-0.10 ± 0.05
4%	44.80 ± 2.60	-6.50 ± 2.30	1.20 ± 0.10	-0.10 ± 0.05

Tabla 4-15 - Valores $\epsilon_{r_medio}^*$ y $\mu_{r_medio}^*$ de los 6 procedimientos, para las muestras de la serie MGI (tabla superior) y de la serie MGII (tabla inferior)

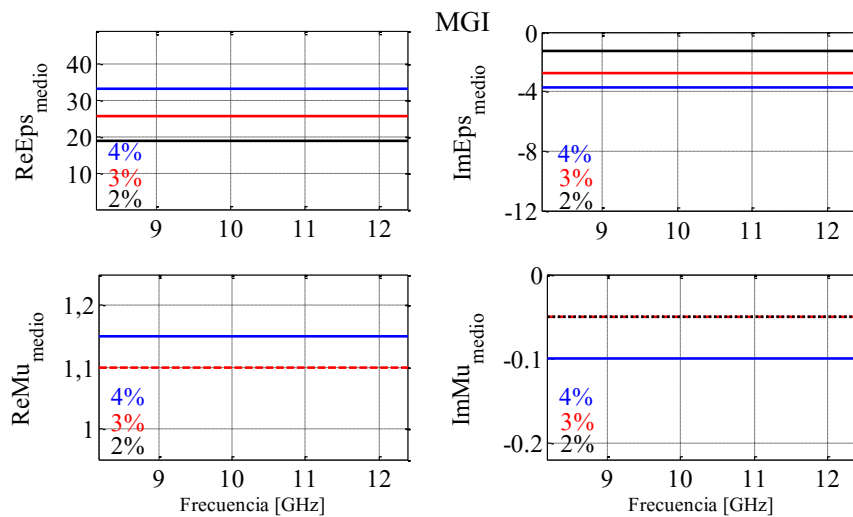


Fig. 4.16- $\epsilon_{r_medio}^*(f)$ y $\mu_{r_medio}^*(f)$ para cada compuesto de la serie MGI.

Se representan los valores medios de los parámetros electromagnéticos para la serie **MGI** (Fig. 4.16) y para la serie **MGII** (Fig. 4.17).

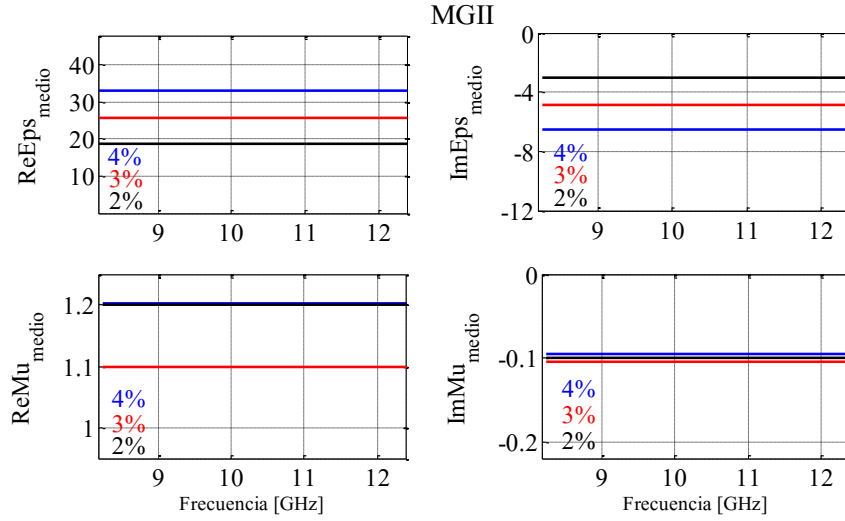


Fig. 4.17 - $\epsilon_{r_medio}^*(f)$ y $\mu_{r_medio}^*(f)$ para cada compuesto de la serie MGII

En ambos casos, tanto para la serie MGI como para la serie MGII, se observa como al aumentar la cantidad de microhilo añadido aumenta la ϵ_r' . Además, se aprecia como este incremento se produce de manera lineal. La ϵ_r'' , en valor absoluto, también aumenta según aumenta la cantidad de microhilo. Se representan estos valores de los parámetros electromagnéticos con el porcentaje de microhilo para cada compuesto (Fig. 4.17) y se realiza un ajuste lineal para extraer la dependencia de los valores de la permitividad con el porcentaje de microhilo (Tabla 4-17) y (Fig. 4.18).

Respecto a la permeabilidad, los valores medios de las muestras para diferentes porcentajes y tipos difieren menos de un 10%. Se ha realizado la media de estos valores $\mu_r^* = 1.15 - i0.1$, que se emplea a partir de ahora para las comparaciones posteriores entre las medidas de “free-space” y las de guía de ondas.

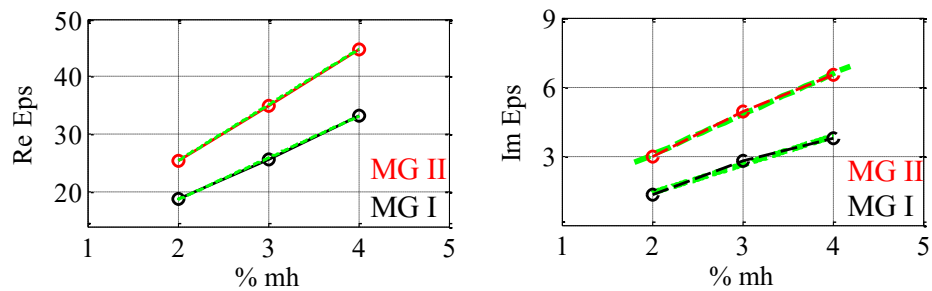


Fig. 4-16 - Comparación de la variación de los valores ϵ_{r_medio}' y ϵ_{r_medio}'' , con el porcentaje de microhilo, para ambas series.

	ϵ'_r	ϵ''_r
MG I	$\epsilon'_r (\%_{mh}) = 4.1 + 7.2 \%_{mh}$	$\epsilon''_r (\%_{mh}) = 0.2 + 0.80 \%_{mh}$
MG II	$\epsilon'_r (\%_{mh}) = 5.6 + 9.7 \%_{mh}$	$\epsilon''_r (\%_{mh}) = 0.1 + 0.75 \%_{mh}$

Tabla 4-17 – Ajuste lineal de $\epsilon'_{r_{medio}} (\%)$ y $\epsilon''_{r_{medio}} (\%)$ para cada compuesto de las serie MGI y MGII.

4.4.4 Análisis de los diferentes procedimientos de medida

En el apartado 4.4.2.1 se ha realizado la extracción de los valores de los parámetros electromagnéticos para dos muestras patrón mediante los procedimientos de medida descritos en esta tesis. Esto ha arrojado una primera idea acerca del funcionamiento de cada uno de estos procedimientos.

El *Método de NRW* y el *Método de Impedancias* aportan valores muy similares entre ellos, con diferencias menores del 4%, a pesar de que el primero se basa en analizar tanto la onda reflejada como la transmitida, es decir, es un método T/R mientras que el segundo, el *Método de Impedancias*, extrae los valores sólo con medidas de R. Además, si se observan los valores de los parámetros obtenidos con las muestras patrón, estos métodos son los que extraen valores más precisos, pues difieren menos de un 2%. En el *Método de NRW* los valores de la parte imaginaria de la permitividad ϵ''_r son ligeramente superiores a los obtenidos por el *Método de Impedancias*. Un inconveniente que presentan ambos métodos es el posible error que se induce al trabajar con un valor medio y constante de los parámetros electromagnéticos. Aunque se ha visto que la dependencia con la frecuencia puede ser un efecto espejo, no hay que descartar la posibilidad de que exista una variación real de los parámetros electromagnéticos con la frecuencia.

Respecto al *Método de las Ecuaciones*, se ha observado tanto con las muestras patrón como con el resto de muestras de los compuestos con microhilo que los valores de los parámetros electromagnéticos obtenidos se corresponden con valores erróneos. Esto es debido, en parte, al problema que conlleva este procedimiento, que como que el algoritmo que se usa no tiene la posibilidad de acotar el espacio de búsqueda de valores, puede presentar cualquier solución desde un punto de vista matemático aunque desde un punto de vista físico no se permita.

El *Método de Optimización* se aplica en varios casos, como se ha estudiado en el apartado 4.3. En primer lugar se pueden optimizar las funciones diferencia de la T y la R, tanto en *Módulo* como

en *Módulo/Fase*. Los valores de ϵ_r' son similares al Método de NRW, presentando diferencias de menos del 4%. Con respecto a los valores de μ_r' , son siempre más elevados que los obtenidos con el resto de los procedimientos, alcanzando diferencias de hasta un 20%. Este mismo efecto ya se ha observado con los valores de las muestras patrón pues la μ_r' alcanzaba valores de, aproximadamente, 1.5 en vez de 1.0, es decir, un 50% más elevados. En el caso de los valores extraídos por el *Método de Optimización de R_m* , ya sea en *Módulo* o en *Módulo/Fase*, los valores de ϵ_r' son, aproximadamente, un 15% respecto a los valores calculados por el resto de los procedimientos.

A modo de resumen, el *Método de Optimización T/R*, ya sea el caso del *Módulo* o del *Módulo/fase*, puede que no sea el más conveniente para el cálculo de los parámetros electromagnéticos ya que aporta valores de la permeabilidad, tanto de la parte real como de la imaginaria, más elevados. El *Método de Optimización R_m* tiene el mismo problema, pero los valores que están incrementados son los que corresponden a la parte real de la permitividad ϵ_r' . Los dos procedimientos sugeridos son el *Método de NRW* y el *Método de Impedancias*.

4.4.5 Errores asociados a las medidas en guía de ondas

Existen una serie de errores intrínsecos a la configuración del dispositivo experimental de medida con una guía de ondas y un analizador vectorial que se detallan a continuación [27], [28]:

- **Espacios de aire entre la muestra y el molde.**

Se ha de tener cuidado a la hora de situar la muestra dentro del molde para evitar que se formen espacios de aire entre ambos, especialmente en la pared de mayor longitud, de 2,28cm, pues esta región posee altos valores del campo eléctrico. En la bibliografía se presentan unas fórmulas para corregir estos errores.

- **Pérdidas y defectos en la guía.**

Las guías de ondas no son conductores perfectos y la potencia presenta ciertas pérdidas al viajar dentro de las guías. Por este motivo es conveniente realizar una primera medida de la guía sin muestra para estudiar cuántas pérdidas presenta. En nuestro caso, menores de 0.03%.

- **Resolución del analizador vectorial.**

La incertidumbre más notable se encuentra cuando se mide la fase de S_{11} , ya que es muy sensible a cambios en el plano de referencia.

— **Presencia de modos superiores.**

El análisis de los campos electromagnéticos en una guía de ondas se ha realizado asumiendo que sólo se propaga el modo principal TE_{10} . Pero es posible la existencia de modos de orden superior, sobre todo si se trabaja con muestras inhomogéneas de alta permitividad con valores mayores de 10 o si la muestra presenta rugosidad en la superficie. Para minimizar los efectos de los posibles modos superiores es conveniente trabajar con muestras de espesores menores de $\lambda_g/2$, como es el caso de las muestras que se estudian en esta tesis.

— **Tamaño muestra y relación entre dimensiones muestra/microhilo. Error en el espesor.**

Uno de los inconvenientes que presenta esta técnica es el hecho de que las muestras han de ser preparadas específicamente con unas dimensiones concretas para introducir en el molde. En nuestro caso, al cortar estas muestras de las planchas de 25x25cm, se ha de tener especial cuidado en realizar un corte preciso para evitar irregularidades en los bordes de la muestra que permitan la presencia de espacios de aire entre esta y el molde. Además, sería interesante realizar un estudio de cuántos microhilos quedan cortados en los bordes, para evaluar cuánto puede afectar al valor de la permitividad, pues ya no se tendría un compuesto con inclusiones de 2mm, sino que se tendría un compuesto con dos tipos de inclusiones: un alto porcentaje de microhilos de 2mm y otro porcentaje menor de longitudes variadas, pero siempre menores de 2mm.

Además, los microhilos poseen unas dimensiones sólo un orden de magnitud menor que las dimensiones de la muestra de guía de ondas. Esto hecho conlleva que las muestras no sean representativas de las planchas de 25x25cm, donde la relación entre las dimensiones de plancha y del microhilo es de dos órdenes de magnitud.

Hay que considerar el error que se comete en la medida del espesor de la muestra, que está en torno al 5%.

4.5 COMPARACIÓN CON LOS VALORES DE ϵ_r^* Y DE μ_r^* OBTENIDOS A PARTIR DE LAS MEDIDAS EXPERIMENTALES EN “FREE-SPACE”

En este apartado se realiza la comparación entre los valores de los parámetros electromagnéticos obtenidos a partir de las medidas experimentales de R_m en “free-space” que se han expuesto en el Capítulo 3 (Tabla 3.10) y los valores extraídos a partir de las medidas experimentales en guía de ondas, mostrados en este capítulo (Tabla 4-18).

MGI												
	2%				3%				4%			
	ϵ'_r	ϵ''_r	μ'_r	μ''_r	ϵ'_r	ϵ''_r	μ'_r	μ''_r	ϵ'_r	ϵ''_r	μ'_r	μ''_r
FS	25.0	4.0	1.12	0.03	35.0	3.5	1.17	0.05	46.0	14.0	1.12	0.06
GO	19.0	1.3	1.10	0.05	26.0	2.8	1.10	0.05	33.0	3.8	1.15	0.10
	24%	68%			26%	20%			28%	73%		

Tabla 4-18 – Comparación de los valores de ϵ_r^* y de μ_r^* obtenidos con medidas experimentales en “free-space” y en guía de ondas para los compuestos de la serie MGI.

Y en el caso de los compuestos de la serie MGII:

MGII												
	2%				3%				4%			
	ϵ'_r	ϵ''_r	μ'_r	μ''_r	ϵ'_r	ϵ''_r	μ'_r	μ''_r	ϵ'_r	ϵ''_r	μ'_r	μ''_r
FS	36.00	12.90	1.05	0.01	50.00	7.50	1.11	0.04	67.00	8.00	1.07	0.08
GO	25.50	3.00	1.20	0.10	35.00	4.90	1.10	0.10	45.00	6.50	1.20	0.10
	29%	77%			30%	35%			33%	19%		

Tabla 4-19 - Comparación de los valores de ϵ_r^* y de μ_r^* obtenidos con medidas experimentales en “free-space” y en guía de ondas para los compuestos de la serie MGII

Y si se realiza un ajuste lineal sobre estos resultados se obtienen las siguientes expresiones para los valores de las permitividades en función del porcentaje de microhilo añadido en los compuestos (Tabla - 4.21).

	MG I	MG II
FE	$\epsilon'_r (\%_{mh}) = 3.8 + 10.5 \%_{mh}$	$\epsilon'_r (\%_{mh}) = 4.5 + 15.5 \%_{mh}$
GO	$\epsilon'_r (\%_{mh}) = 4.1 + 7.2 \%_{mh}$	$\epsilon'_r (\%_{mh}) = 5.6 + 9.7 \%_{mh}$

Tabla 4-20 – Ajuste lineal de los valores de ϵ'_r obtenidos de las medidas de “free-space” y de guía de ondas.

En ambos casos, tanto para la serie MGI como para la serie MGII, se observa como al aumentar la cantidad de microhilo añadido aumenta linealmente la ϵ'_r . Si se comparan los valores de ϵ'_r obtenidos por ambos métodos, se aprecia como la diferencia entre ambos aumenta según se incrementa la cantidad de microhilo (Fig. 4.19).

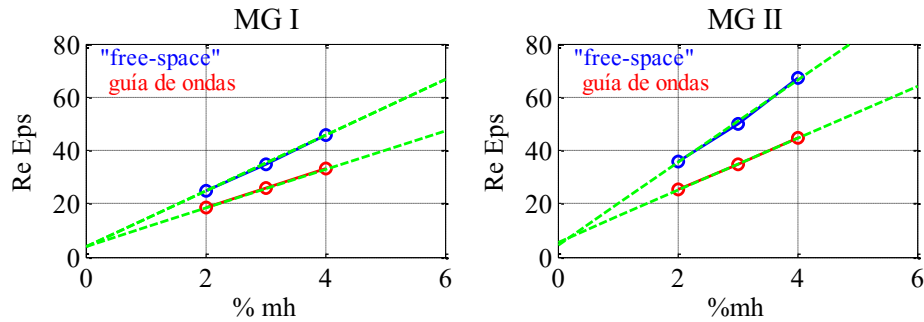


Fig. 4.19 – Comparación de la variación de la parte real de la ϵ_r^* con el porcentaje de microhilo entre los valores obtenidos con las medidas de “free-space” y las medidas en guía de ondas. La línea verde muestra el ajuste lineal.

Se aprecia una diferencia máxima entre los valores obtenidos por ambos métodos de un 30%, aproximadamente. Esta discrepancia puede ser debida a varios factores:

- **Métodos de Medida.**

Si se comparan los valores de ϵ_r^* y de μ_r^* obtenidos con las medidas de “free-space” y las de guía de ondas extraídos mediante el mismo método, el *Método de Optimización Módulo con valor inicial*, se observa una gran diferencia, del orden de un 26% entre los valores de la ϵ_r^* , con una tendencia creciente con la cantidad de microhilo, pasando de un 24% a un 28%. Esta misma tendencia pero incrementada se observa con los compuestos tipo MGII, donde la diferencia es de un 31%, aproximadamente, entre los valores de la ϵ_r^* entre ambos casos, pasando de un 29% a un 33%.

- **Efectos de borde.**

Las medidas en “free-space” pueden presentar ciertos errores debidos a los efectos de bordes. Como se ha explicado en el apartado 2.5.2 del Capítulo 2, la onda que impacta sobre la placa difracta en los bordes generando reflexiones múltiples que pueden afectar a la medida. Este fenómeno de difracción no se tiene en la guía de ondas, pues la muestra está en contacto directo con las paredes de la guía, no dejando sus bordes al descubierto.

- **Tamaño de la muestra.**

En las medidas en “free-space” se emplean muestras de 25x25 cm, mientras que en las medidas en guía de ondas las muestras son de, aproximadamente, 2x1cm. Los defectos o inhomogeneidades son mas significativos en las muestras preparadas para las medidas en guía de ondas que en las preparadas para “free-space”. Este efecto implica que la muestra preparada para las medidas en guía de ondas puede no ser representativa de la muestra en

“*free-space*”. Sería conveniente preparar compuestos con inclusiones de tamaños mucho menores que los microhilos para comprobar si de este modo disminuye la diferencia entre los valores obtenidos en ambos casos. También hay que considerar la posibilidad de que al preparar la muestra para guía de ondas a partir de las muestras de “*free-space*” (apartado 2.5.1.1. del *Capítulo 2*) se corten un número suficiente de microhilos para que afecte a las propiedades electromagnéticas, pues equivaldría a tener una matriz con inclusiones de dos tipos: microhilos de 2mm y microhilos de menores longitudes.

- **Relación dimensiones muestra/inclusión.**

En las medidas en “*free-space*” se emplean muestras de 25x25 cm, mientras que en las medidas en guía de ondas las muestras son de, aproximadamente, 2x1cm. Si se comparan en ambos casos con las dimensiones de la inclusión (la dimensión más larga) se obtiene que en el primer caso es un orden de magnitud mayor, con un valor aproximado de 10^2 que en el segundo, que es de 10.

- **Materiales dieléctricos frente a materiales magnéticos.**

Los valores de los parámetros electromagnéticos de materiales dieléctricos como el Plexiglass extraídos de las medidas de “*free-space*” y de las medidas en guía de ondas son similares (diferencias del orden del 2%). Este hecho parece indicar que las diferencias en los valores de ϵ_r^* y de μ_r^* están asociadas a materiales magnéticos, que presentan valores de la permeabilidad diferentes de la unidad.

- **Errores asociados de cada método de resolución y a cada montaje experimental.**

En cada uno de los capítulos correspondientes se han introducido una serie de errores o incertidumbres asociados a cada tipo de medida y a cada montaje experimental que pueden aumentar las diferencias entre los valores de ϵ_r^* y de μ_r^* obtenidos en “*free-space*” y en guía de ondas.

4.6 SUMARIO

En este Capítulo 4 se ha presentado un resumen de la física involucrada en una guía de ondas, partiendo de las ecuaciones de Maxwell y aplicando unas condiciones de contorno determinadas para la extracción de los parámetros electromagnéticos de los materiales objeto de estudio. En particular, se han expuesto diez métodos de extracción de los valores de ϵ_r^* y de μ_r^* basados todos en las medidas experimentales previas de los parámetros S en un analizador vectorial de redes.

Se han preparado dos series de compuestos, cada una con un tipo de microhilo, la MGI y la MGII. Para cada serie se han fabricado tres muestras, correspondientes a porcentajes de microhilo de 2, 3 y 4%, respectivamente. En ambos casos se ha estudiado la dependencia de los valores de ϵ_r^* y de μ_r^* con la frecuencia de medida y con el tipo y la cantidad de microhilo. Se han comparado estos valores extraídos de las medidas con la guía de ondas con los calculados a partir de las medidas de R_m en “*free-space*” en el *Capítulo 3*, observando que existe una diferencia de un 26%, en media, para ambas series de compuestos. También se aprecia que la diferencia entre los valores de la ϵ_r^* entre las medidas de “*free-space*” y de guía de ondas, aumenta según se incrementa la cantidad de microhilo añadida. De estos estudios se concluye que para el diseño de estructuras anti-reflectantes se ha de trabajar con los valores extraídos a partir de las medidas experimentales de R_m en “*free-space*”.

Para finalizar se ha realizado un análisis de las posibles causas en las diferencias de los valores de los parámetros electromagnéticos entre “*free-space*” y guía de ondas, entre las que se encuentran los errores asociados a cada montaje experimental y a cada procedimiento de extracción de datos, los problemas asociados a las muestras magnéticas, las diferencias entre el tamaño de las muestras o la relación entre las dimensiones muestra/inclusión.

4.7 REFERENCIAS Y BIBLIOGRAFÍA

- 1 J. Sheen, Measurement Science and Technology, 20, 042001, 12, (2009)
- 2 C. Orlob, D. Kornek, S. Preihs, and I. Rolfes, Advanced. Radio Science, 7, 11–15, (2009)
- 3 J.-Y. Chung,” *Broadband Characterization Techniques for RF Materials and Engineered Composites*”, (2010)
- 4 S. Begley, “*Electromagnetic Properties of Materials*”, Agilent Technologies Seminar(2009)
- 5 L. Chen, C. Ong and C. P. Neo, V. V. Varadan and V. K. Varadan, “*Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization*”, John Wiley and Sons, Ltd. (2004)
- 6 R. Harrington, “*Time Harmonic Electromagnetic Fields*”, New York, McGraw-Hill (1961)
- 7 R.E. Collin, “*Field Theory of Guided Waves*”, 2nd ed. IEEE, New York, (1991)
- 8 W. B. Weir, Proceedings of the IEEE, 62, 1 (1974)
- 9 M. R.Taherian, D. J. Yuen, T.M. Habashy, J. Au Kong, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing 29, 2, (1991)
- 10 M. S. Pinho, M. L. Gregor, R. C. Reis, B. G. Soares, European Polymer Journal, 38, 2321 (2002)
- 11 J. C. Fernández, “Electromagnetismo”, (2004)
- 12 D. M. Pozar, “*Microwave Enginnering*”, Addison_Wesley Publishing Company (1990)
- 13 J. Baker, M.D. Janezic, J.H. Grosvenor, R.G.Heyer, “*Measuring the Permittivity and Permeability of Lossy Materials: Solids, Liquids, Metals, Building Materials and Negative Index Materials*” (2005)
- 14 C. S. Lee, S. W. Lee, and S. L. Chuang, “Plot of Modal Field Distribution in Rectangular and Circular Waveguides”, IEEE Trans. Microwave Theory Technology, MTT-33, 271 (1985)
- 15 E. F. Knott, J. F. Shaeffer, M. T. Tuley, “*Radar Cross Section*”, Scitech Publishing INC (2004)
- 16 N-E. Beljadj-Tahar, A. Fourier-Lamer AND H. De Chanterac, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 38, 1, (1990)
- 17 J. Pitarch, M. Contelles-Cervera, F. L Peñaranda-Foix and J. M Catalá-Civera, Measurements Science and Technollogy, 17, 145 (2006)
- 18 J. Baker, M.D. Janezic, J.H. Grosvenor, R.G.Heyer, “*Transmission/Reflection and Short-Circuit Line Methods for measuring Pemityivity and Permeability*” (1993)
- 19 A. M. Nicolson, G. F. Ross, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, 19, 4 (1970)
- 20 W. B. WEIR, Proceedings of the IEEE, 62, 1 (1994)
- 21 Mc Graw-Hill, “*Fórmulas y Tablas de matemática Aplicada*”, (2005)
- 22 P. D. Domich, J. Barker-Jarvis, R.G. Geyer, Journal of Research of the national Institute of Standards and Technology, 96, 5 (1991)

-
- 23 <http://www.mathworks.es/es/help/optim/ug/constrained-nonlinear-optimization-algorithms.html>
- 24 <http://www.mathworks.es/es/help/optim/ug/fsolve.htm>
- 25 R. A. Fenner, E. J. Rothwell, and L. L. Frasch, Radio Science, 47, RS1004 (2012)
- 26 G.W.C Kaye, T.H Laby, “*Physical and Chemical Constants*” (2003)
- 27 E. Ni, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements , 41, 4, 495–499 (1992)
- 28 T. C.Williams, M. A. Stuchly, and P. Saville, IEEE Transactions on Microwave Theory Technology, 51, 5, 1560 (2003)

Capítulo 5

“TEORÍA DE MEZCLAS DE MAXWELL-GARNETT”

5.1 INTRODUCCIÓN

El objetivo de este capítulo es doble. Por un lado, calcular el valor teórico de la permitividad efectiva ϵ_r^* de los materiales compuestos estudiados en esta memoria a partir de los valores de los parámetros electromagnéticos de la matriz y de las inclusiones que forman dicho compuesto mediante las expresiones desarrolladas en las Teorías de Mezclas, en particular la expuesta por Maxwell-Garnett.

El segundo objetivo consiste en analizar las diferentes curvas de reflectividad obtenidas dependiendo del método de medida y cálculo aplicado. En primer lugar, el método de “*free-space*” para las medidas experimentales de las curvas R_m (Capítulo 3). En segundo lugar, se aplica la expresión teórica de la reflectividad R_m en una estructura multicapa formada por una capa de material RAM sobre una superficie metálica (3.14), donde se han considerado que el valor de la μ_r^* es 1.0-i0.0 y donde el valor de la ϵ_r^* se ha calculado mediante la fórmula de Maxwell-Garnett, que se estudia en detalle en este capítulo. En tercer lugar, se aplica la expresión teórica de la reflectividad R_m en una estructura multicapa formada por una capa de material RAM sobre una superficie metálica (3.18), donde se han considerado el valor medio de la μ_r^* extraído de las medidas en “*free-space*” (Capítulo 3) y donde el valor de la ϵ_r^* es el mismo que el caso anterior Y, en cuarto lugar, la expresión teórica de la reflectividad R_m (3.15) calculada teniendo en cuenta que los valores de los parámetros electromagnéticos son los extraídos en las medidas experimentales con la guía de ondas (Capítulo 4).

En el apartado 5.2 se estudia el concepto de percolación y se realiza un breve resumen de las principales teorías de mezclas desarrolladas a lo largo de la historia, prestando especial atención a la expuesta por Maxwell-Garnett, que es la teoría aplicada en esta tesis. Se particulariza para el caso donde se tengan inclusiones cilíndricas conductoras, como son los microhilos.

A continuación, en el apartado 5.3 se aplica la fórmula de Maxwell-Garnett desarrollada para calcular los valores de la ϵ_r^* de los compuestos de las estructuras anti-reflectantes preparadas para este trabajo: las series MGI y MGII. Se comparan las diferentes curvas de reflectividad R_m que se obtienen según el método de medida elegido y se estudia la dependencia de la fracción de volumen f_i y de la ϵ_r^* calculada con el porcentaje de microhilo añadido en los compuestos.

En el apartado 5.4 se comparan los valores de obtenidos mediante los distintos métodos: “*free-space*” (Capítulo 3), con la guía de ondas (Capítulo 4) y con la expresión de Maxwell-Garnett. Para finalizar, se presenta el sumario de este capítulo en el apartado 5.5.

5.2 TEORÍA DE MEZCLAS

El objetivo de este apartado es calcular la ϵ_r^* y la μ_r^* de un compuesto a partir de la permitividad y permeabilidad de la matriz y de la permitividad y permeabilidad de las inclusiones pues, como se ha indicado en el capítulo anterior, conocer el valor de estos parámetros electromagnéticos es muy importante para el control de la reflectividad R_m en una estructura multicapa, a través de la impedancia Z^* y del vector de ondas k^* . Todas las teorías que se exponen a continuación son válidas para hallar tanto la permitividad como la permeabilidad efectiva de un compuesto pero, por simplificar el desarrollo, no limitamos a exponer el caso de la permitividad efectiva [1].

Los compuestos que se estudian en este trabajo están formados por matrices dieléctricas con inclusiones conductoras. Cuando la concentración en volumen de las inclusiones se acerca al límite de percolación, el material se vuelve conductor y se observa un cambio en la permitividad [2]. La concentración a la que sucede esta transformación se denomina **límite de percolación** o concentración límite y se denota por p_c [3].

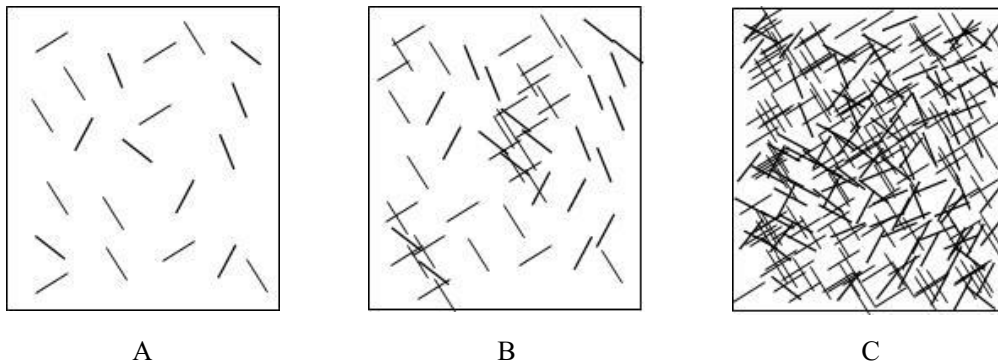


Fig. 5.1 – Fenómeno de percolación a) la concentración en volumen de las inclusiones es menor que el límite de percolación, b) la concentración en volumen de las inclusiones está cerca del límite de percolación.

Cuando la concentración en volumen de las inclusiones es menor que el límite de percolación, es decir, $p < p_c$, las inclusiones se encuentran muy dispersas dentro de la matriz y no hay contacto directo de unas con otras, por lo que no puede haber transmisión de corriente entre ellas (*Fig. 5.1. A*). Si aumenta esta concentración por volumen, aunque todavía manteniendo $p < p_c$, aparecen algunas islas formadas por inclusiones conectadas que aumentan la conductividad ligeramente, pero no existe conexión entre cada isla, por lo que la corriente todavía no puede circular por todo el material (*Fig. 5.1 B*). Cuando $p \geq p_c$, todas las inclusiones conductoras están conectadas entre sí y la corriente fluye por el material, dando lugar a un considerable aumento de la conductividad (*Fig. 5.1.C*) y haciendo que el material pase de dieléctrico a conductor. Este fenómeno de percolación se aprecia con algunos tipos de

fibras no recubiertas, como los microhilos de Cu que no llevan cubierta de vidrio [4], pues las inclusiones empleadas en este trabajo son microhilos magnéticos recubiertos de una capa externa de pyrex, impidiendo que los núcleos contacten unos con otros y que haya transmisión de corriente eléctrica.

Las teorías de mezclas (su término inglés es “**mixing rules**”) relacionan la permitividad efectiva de un compuesto con la permitividad de la matriz y de las inclusiones [5]. Como ya se ha señalado en capítulo de la introducción, la suma de la permitividad de la matriz con la permitividad de las inclusiones no es igual a la permitividad del compuesto.

$$\epsilon_m^* + \epsilon_i^* \neq \epsilon_r^* \quad 5.1$$

donde el subíndice “m” indica matriz, “i” hace referencia a las inclusiones y “r” al compuesto.

Las primeras teorías datan del siglo XIX, con los estudios del físico italiano Octavi F. Mossotti [6] y del físico germano Clausius [7]. La conocida fórmula de Clausius-Mossotti, a diferencia de la de Maxwell-Garnet, relaciona parámetros microscópicos como la polarizabilidad con parámetros macroscópicos como la permitividad. El nombre de esta fórmula proviene, por un lado, del físico italiano Ottaviano-Fabrizio Mossotti, quien en 1850 llevó a cabo el análisis para calcular la conductividad o la susceptibilidad de mezclas de varias fases y, por otro lado, del físico alemán Rudolf Clausius, quien desarrolló la fórmula en 1879 estudiando relaciones entre los índices de refracción de diferentes medios. Desde entonces se han ampliado para diferentes tipos de inclusiones, dieléctricas o magnéticas, y se ha generalizado para distintas formas geométricas, como esferas o cilindros, como los estudios de Lorenz-Lorentz [8], [9] finales del siglo XIX o, ya a principios el siglo XX, la fórmula derivada por Bruggemann [10].

Una de las teorías más conocidas es la de Maxwell-Garnet (MG), donde en los primeros estudios se presentaba una matriz con inclusiones esféricas dieléctricas (posteriormente la teoría se amplió para inclusiones con otras formas geométricas, como elipsoides, discos o cilindros) [11], [12]. Para el cálculo de permitividad eléctrica de los compuestos objeto de nuestro estudio se aplica la teoría de mezclas de Maxwell-Garnett, suponiendo inclusiones cilíndricas y realizando algunas aproximaciones, como se detalla en el apartado siguiente.

Como se ha indicado anteriormente, estas mismas teorías se pueden aplicar para calcular la permeabilidad magnética efectiva de un compuesto [13]. En esta tesis se trabaja con compuestos cuyas matrices tienen valores de permeabilidad relativa igual a la unidad, por lo que la permeabilidad del compuesto sólo se ve afectada por la permeabilidad de las inclusiones. Al final de este capítulo se realiza un análisis sobre el papel de la permeabilidad en nuestros compuestos.

$$\mu_r^* = f(\mu_i^*) \quad 5.2$$

5.2.1 Teoría de Maxwell Garnett y del campo medio

Las primeras publicaciones de Maxwell Garnett sobre las teorías de mezclas datan de 1904 y se titularon: “*Las propiedades ópticas de un medio que contienen esferas de metal diminutas*”. La primera parte del tratado estudia los elementos en vidrios metálicos, donde la proporción de volumen que ocupan las inclusiones es muy pequeña comparada con el volumen total. Este es el caso que se presenta en nuestros compuestos. La segunda parte trata sobre películas metálicas y valores de proporción entre cero y uno.

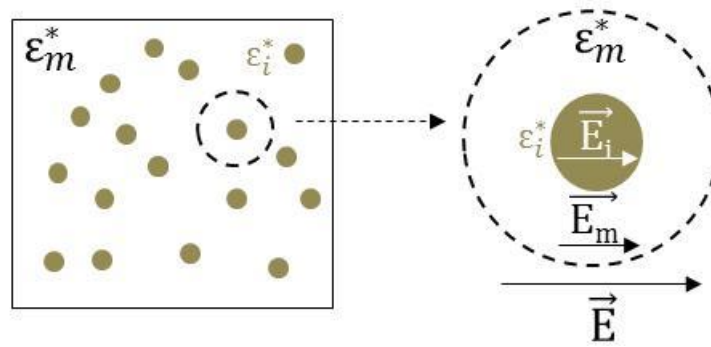


Fig. 5.2 – Matriz con ϵ_m^* , con inclusiones esféricas con ϵ_i^*

A continuación se resume el cálculo de la permitividad efectiva según la teoría de Maxwell Garnett. Un completo desarrollo se puede encontrar en [14]. Esta aproximación se conoce como la teoría del *campo efectivo*.

Se dispone de una matriz de un material determinado caracterizado por una permitividad ϵ_m^* sobre la que hay dispersas de forma aleatoria inclusiones esféricas de otro material, con ϵ_i^* (Fig. 5.2). Sea f_i la fracción de volumen efectivo que ocupan dichas inclusiones. Cuando se habla de volumen efectivo se refiere al volumen que ocupa el núcleo metálico, que es el que participa con la permitividad. Entonces, la fracción de volumen de la matriz es $f_m = 1 - f_i$.

$$f_i = \frac{\text{Volumen núcleo inclusiones}(V_i)}{\text{Volumen total}(V_{TOT})} \quad 5.3$$

Al aplicar un campo eléctrico \vec{E} las partículas se polarizan y aparece el campo de desplazamiento \vec{D} . Si suponemos que el medio es isotrópico, el campo eléctrico medio y el campo de desplazamiento medio se relacionan del siguiente modo [15]:

$$\vec{D} = \epsilon_r^* \vec{E} \quad 5.4$$

Cada uno de estos vectores se escribe como la suma de los vectores de la matriz y de las inclusiones

$$\langle \vec{E} \rangle = \langle \vec{E}_m \rangle + \langle \vec{E}_i \rangle = (1-f_i) \vec{E}_m + f_i \vec{E}_i \quad 5.5$$

$$\langle \vec{D} \rangle = \langle \vec{D}_m \rangle + \langle \vec{D}_i \rangle = \epsilon_m^* (1-f_i) \vec{E}_m + \epsilon_m^* f_i \vec{E}_i \quad 5.6$$

Si se sustituyen (5.5) y (5.6) en (5.4) y, a continuación, se despeja la permitividad efectiva, se obtiene la siguiente expresión:

$$\epsilon_r^* = \frac{\langle \vec{D} \rangle}{\langle \vec{E} \rangle} = \frac{\epsilon_m^* (1-f_i) \vec{E}_m + \epsilon_i^* f_i \vec{E}_i}{(1-f_i) \vec{E}_m + f_i \vec{E}_i} \quad 5.7$$

Si se introduce el factor A, que es una constante de proporcionalidad entre el campo interno en una inclusión \vec{E}_i y el campo de la matriz \vec{E}_m ,

$$\vec{E}_i = A \cdot \vec{E}_m \quad 5.8$$

la expresión (5.7) se re-escribe del siguiente modo para eliminar los campos eléctricos:

$$\epsilon_r^* = \frac{A \epsilon_i^* f_i + \epsilon_m^* (1-f_i)}{A f_i + (1-f_i)} \quad 5.9$$

Cuando se dispone de inclusiones esféricas y tras resolver un problema de condiciones de contorno del potencial electrostático [16], el factor A que se obtienen es el siguiente:

$$A = \frac{3\epsilon_m^*}{2\epsilon_m^* + \epsilon_i^*} \quad 5.10$$

si se sustituye (5.10) en (5.9), se obtiene la expresión para la permitividad efectiva de un compuesto con inclusiones esféricas:

$$\epsilon_r^* = \epsilon_m^* + 3f_i \epsilon_m^* \left[\frac{\epsilon_i^* - \epsilon_m^*}{\epsilon_i^* + 2\epsilon_m^* - f_i (\epsilon_i^* - \epsilon_m^*)} \right] \quad 5.11$$

Esta ecuación se conoce como la fórmula de Maxwell-Garnett para compuestos de dos fases con distribución aleatoria de inclusiones esféricas. A partir de ahora se denomina fórmula de MG para inclusiones esféricas.

5.2.2 Extensión de la teoría de MG para inclusiones elipsoidales

La teoría de mezclas de MG se desarrolló inicialmente para inclusiones esféricas y, posteriormente, se amplió para considerar otras formas de partículas, como discos, cilindros o elipsoides. Ésta última es muy relevante pues casi todas las formas de inclusiones pueden aproximarse a un elipsoide [17]. La expresión para la permitividad efectiva con inclusiones elipsoidales es [18]:

$$\epsilon_r^* = \epsilon_m^* + \epsilon_i \frac{\frac{f_i}{3}(\epsilon_i^* - \epsilon_m^*) \sum_{k=1}^3 \left[\frac{\epsilon_i^* - \epsilon_m^*}{\epsilon_i^* + N_{iK}(\epsilon_i^* - \epsilon_m^*)} \right]}{1 - \frac{f_i}{3}(\epsilon_i^* - \epsilon_m^*) \sum_{k=1}^3 \left[\frac{N_K(\epsilon_i^* - \epsilon_m^*)}{\epsilon_i^* + N_{iK}(\epsilon_i^* - \epsilon_m^*)} \right]} \quad 5.12$$

5.2.2.1 Fórmula de MG para inclusiones cilíndricas

En la bibliografía revisada se encuentran las aproximaciones para el caso de inclusiones con forma cilíndrica de metales de alta conductividad (*Fig. 5.3*), que es un caso particular de las inclusiones elipsoidales [19]. En algunos de los artículos estas expresiones se aplican para el caso de inclusiones de fibras de carbono [20] y en otros, para inclusiones de microhilos metálicos [4].

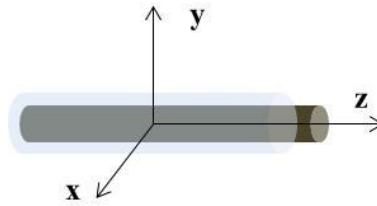


Fig. 5.3 – Inclusión esférica con sus ejes.

Los factores de polarización para el caso de inclusiones cilíndricas son [21], [22]:

$$N_x = N_y = \frac{1}{2} \quad 5.13$$

$$N_z = \left(\frac{1}{a} \right)^2 \ln(a) \quad 5.14$$

donde a se define como la relación de aspecto (del inglés “*aspect ratio*”) entre la longitud y el diámetro de la inclusión, y su valor es:

$$a = \frac{l}{d} \quad 5.15$$

siendo l la longitud y d el diámetro de la inclusión. Además, como se ha visto en el apartado 1.4.1 del *Capítulo 1*, para el caso de fibras de alta conductividad con valores de $\sigma \sim 10^7$ S/m y teniendo en cuenta (1.39), la permitividad de las inclusiones se aproxima a la siguiente expresión:

$$\epsilon_i^* = \epsilon_i' - i\epsilon_i'' = \epsilon_i' - i \frac{\sigma_i}{\omega \epsilon_o} \approx -i \frac{\sigma_i}{\omega \epsilon_o} \quad 5.16$$

Para el caso de los microhilos que se emplean en este trabajo, la relación de aspecto es de 100 (*apartado 1.5.2.2., Capítulo 1*). Si se definen las siguientes expresiones:

$$A = \frac{4}{\epsilon_i^*} + \frac{1}{\epsilon_i^* + N_z \epsilon_m^*} \quad 5.17$$

$$B = N_z \left[A + \frac{2}{\epsilon_i^*} \left(\frac{1}{N_z} - 2 \right) \right] \quad 5.18$$

La fórmula de MG para el cálculo de la permitividad efectiva de un material compuesto por una matriz con inclusiones cilíndricas de alta conductividad es:

$$\epsilon_r^* = \epsilon_m^* \left[1 + \frac{\frac{1}{3} f_i \epsilon_i^* A^*}{1 - \frac{1}{3} f_i \epsilon_i^* B^*} \right] \quad 5.19$$

5.3 CÁLCULO DEL VALOR DE LA ϵ_r^* APLICANDO LA FÓRMULA DE MG

El objetivo de este apartado es calcular la permitividad efectiva de los compuestos estudiados en esta tesis a partir de la expresión de MG (5.19) desarrollada en el apartado 5.2.2.1. Los valores de la conductividad, diámetro y longitud de cada microhilo son conocidos, así como la permitividad de la

matriz de pintura, cuyo valor es, aproximadamente, $\epsilon_r^* = 3.6 - i0.15$ (¹). El cálculo del valor de la ϵ_r^* se realiza en diferentes casos, dependiendo del valor de la permeabilidad del compuesto que se considere:

- CASO 1 - $\mu_{r1}^* = 1.0 - i0.0$ suponiendo permeabilidad igual a la unidad (ROJO)
- CASO 2 - μ_{rfe}^* , valor extraído de las medidas en “free-space” (Capítulo 3 – Tablas 3.4 y 3.3), que corresponden a los valores obtenidos por el *Método de Optimización_Módulo*, con valor inicial de guía de ondas (VERDE)

El inconveniente es que no se conoce el valor de la fracción de volumen f_v . Para extraer su valor, se compara la curva de R_m medida experimentalmente en el Capítulo 3 con el método de “free-space” (NEGRO), (a partir de ahora denominada R_{m_exp}) con la curva calculada teóricamente mediante la expresión de la reflectividad R_m en una estructura multicapa (3.15), donde como valor de ϵ_r^* se introducen los calculados en este tema mediante (5.19) y como valor de μ_r^* se introducen los del CASO 1 del CASO 2 (a partir de ahora denominados R_{m_mu1} y R_{m_fe} , respectivamente).

En el caso de los compuestos con microhilo tipo MG I, los valores de las variables son:

$$l_{MGI} = 2\text{mm}, d_{MGI} = 9\mu\text{m}, \sigma_{MGI} = 7 \cdot 10^7 \text{ S/m}$$

y en el caso de los compuestos tipo MGII son:

$$l_{MGII} = 2\text{mm}, d_{MGII} = 5\mu\text{m}, \sigma_{MGII} = 1.7 \cdot 10^7 \text{ S/m}$$

donde como valor de la conductividad se ha considerado la del Fe para los microhilos tipos MGI y la del Co para los microhilos tipos MGII. Como se ha indicado en el apartado 5.1, también se comparan las curvas de R_m con las calculadas teóricamente a partir de expresión (3.15) (AZUL), suponiendo que los valores de los parámetros electromagnéticos son los extraídos en las medidas experimentales con la guía de ondas (Capítulo 4- Fig. 4.16 y 4.17), y que se denominan R_{m_go} .

¹ Este valor ha sido extraído de muestras de 1mm y de 2mm de medidas experimentales en la guía de ondas, mediante el *Método de Impedancias*.

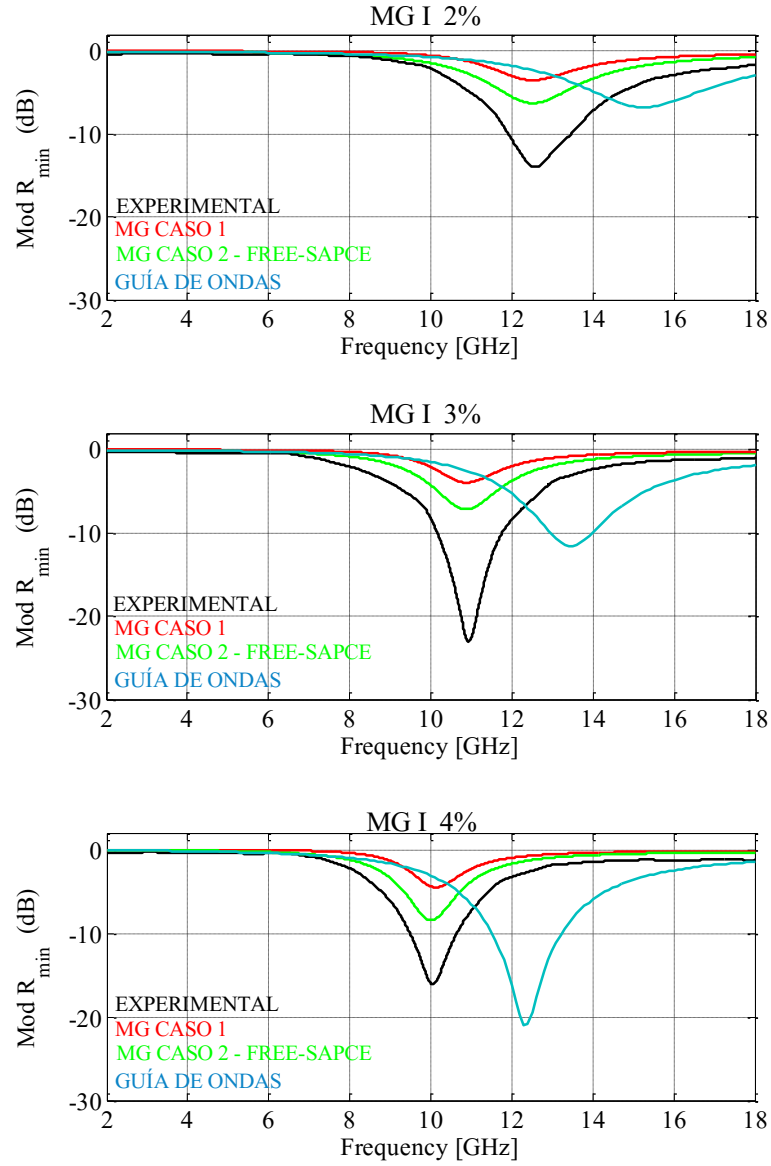


Fig. 5.4 – Comparación entre las medidas experimentales de R_m en “free-space” y las R_m teóricas calculadas a partir de la fórmula de MG para los compuestos MG I.

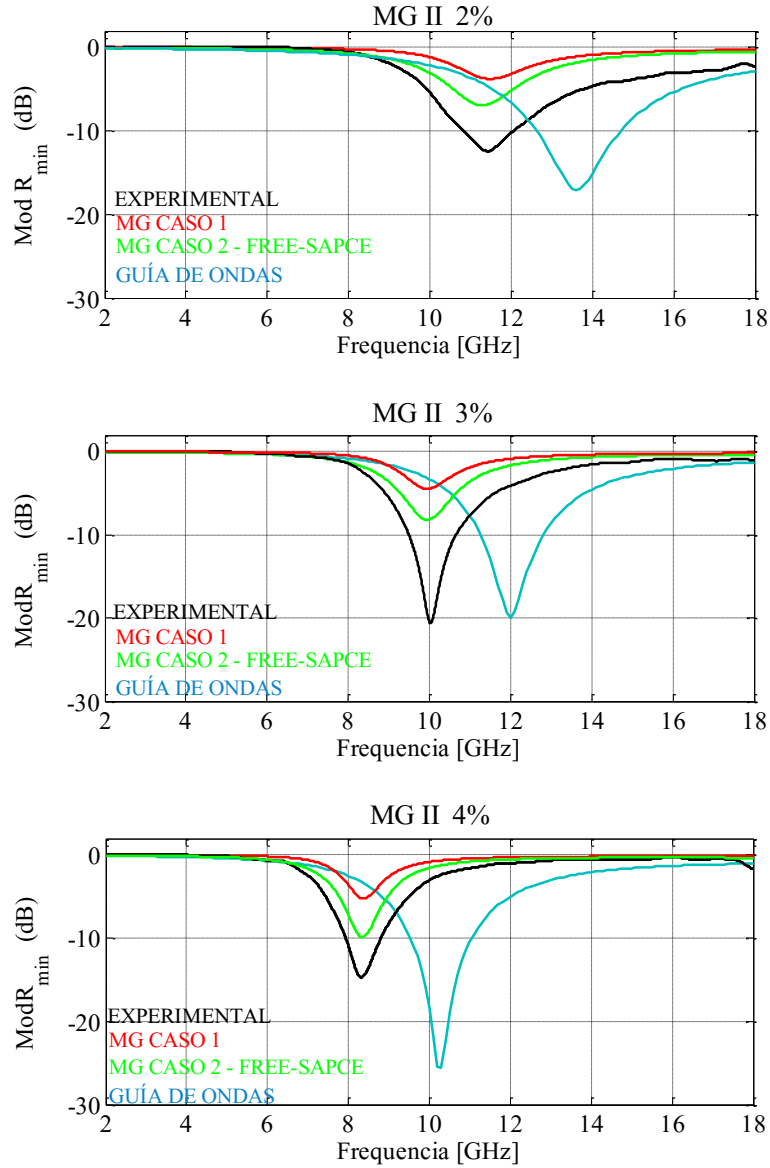


Fig. 5.5 – Comparación entre las medidas experimentales de R_m en “free-space” y las R_m teóricas calculadas a partir de la fórmula de MG para los compuestos MG II.

Se observa como cuando se calcula la R_{m_go} no se corresponde con la R_{m_exp} , ni en frecuencia ni en amplitud en su mínimo. Esta variación es de, aproximadamente, el 17% en valor medio de los tres compuestos tipo MGI y de 18% para los compuestos tipo MGII, como se esperaba tras los resultados del Capítulo 4.

En las tablas siguientes (Tabla 5-1) y (Tabla 5-2) se muestran los valores de frecuencia y de amplitud de R_{\min} de cada una de las curvas expuestas en las figuras (Fig. 5.4) y (Fig. 5.5):

	MG I						
	MG I 2%		MG I 3%		MG I 4%		
	f (GHz)	$ R_{min} $ (dB)	f (GHz)	$ R_{min} $ (dB)	f (GHz)	$ R_{min} $ (dB)	
Medidas exp. "free-space"	12.6	13.5	11.0	23.0	10.0	15.6	
MG CASO 1 - μ_{r1}	12.6	3.4	11.0	4.0	10.0	4.5	0%
MG CASO 2 - $\mu_{r_{fe}}$	12.6	6.2	11.0	7.1	10.0	8.4	0%
$\epsilon_{r_{go}}$ y $\mu_{r_{go}}$	15.1	6.8	13.4	11.5	12.3	21.0	18%
	16.6%		17.9%		18.7%		

Tabla 5-1 – Valores de la frecuencia y de la amplitud para cada compuesto de la serie MGI.

	MG II						
	MG II 2%		MG II 3%		MG II 4%		
	f (GHz)	$ R_{min} \text{ (dB)} $	f (GHz)	$ R_{min} \text{ (dB)} $	f (GHz)	$ R_{min} \text{ (dB)} $	
Medidas exp. "free-space"	11.4	12.5	10.1	20.5	8.3	15.0	
MG CASO 1 - μ_{r1}	11.4	4.0	10.1	6.5	8.3	5.0	0%
MG CASO 2 - $\mu_{r_{fe}}$	11.4	7.0	10.1	7.9	8.3	16.2	0%
$\epsilon_{r_{go}}$ y $\mu_{r_{go}}$	13.6	17.1	12.2	20.0	10.2	25.4	17%
	16.2%		17.2%		18.6%		

Tabla 5-2– Valores de la frecuencia y de la amplitud para cada compuesto de la serie MGII.

Sin embargo, cuando se representa la R_m a partir de los valores teóricos calculados con la fórmula de MG coincide en frecuencia con R_{m_exp} para ambos compuestos. Las variaciones en amplitud dependen del tipo de compuesto y del valor de la permeabilidad escogido para el cálculo de la R_{m_MG} . En el caso de los compuestos tipo MGI, las diferencias entre los valores de la amplitud son muy significativas, independientemente del valor de la μ_r^* elegido (Fig. 5.4). Pero con los compuestos tipo MGII, las diferencias en los valores de la amplitud de R_{m_exp} con R_{m_fe} disminuyen cuando se consideran los valores de permeabilidad del CASO 2, es decir, $\mu_{r_{fe}}^*$ (Fig. 5.5). De esto puede concluirse que una $\mu_r^* \cong 1.15 - i0.05$, que es la elegida para los cálculos de R_{m_fe} es un valor que se corresponde mejor que $\mu_r^* \cong 1.0 - i0.0$ para los microhilos tipo MGII.

5.3.1 Dependencia de f_i con el % de microhilo

En este apartado se estudia la dependencia de la fracción de volumen f_i calculada en cada caso, para poder ajustar las curvas de reflectividad teóricas a las experimentales medidas en “free-space”. En las tablas siguientes se muestran los valores ϵ_r^* calculados con la fórmula de MG y los valores de la μ_r^* para el CASO 1 y el CASO 2, así como de la f_i para cada compuesto (Tabla 5-3) y (Tabla 5-4):

	MG I					
	CASO 1- $\mu_r=1.00-i0.05$			CASO 2 $\mu_r=1.15-i0.05$		
	ϵ_r^*	μ_r^*	$f_{ii}(x1e-3)$	ϵ_r^*	μ_r^*	$f_{ii}(x1e-3)$
MGI 2%	35.5 - i1.5	1.0 - i0.0	2.9	26.1 - i1.3	1.15 - i0.05	2.4
MGI 3%	44.9 - i1.9	1.0 - i0.0	3.7	37.5 - i1.6	1.15 - i0.05	3.2
MGI 4%	58.8 - i2.5	1.0 - i0.0	4.9	48.7 - i2.2	1.15 - i0.05	4.4

Tabla 5-3 – Valores de ϵ_r^* calculados mediante MG, de μ_r^* y de f_i para cada compuesto de la serie MGI.

	MG II					
	CASO 1- $\mu_r=1.00-i0.05$			CASO 2 $\mu_r=1.15-i0.05$		
	ϵ_r^*	μ_r^*	$f_{ii}(x1e-3)$	ϵ_r^*	μ_r^*	$f_{ii}(x1e-3)$
MGII 2%	42.1 - i1.8	1.0 - i0.0	1.2	36.4 - i1.6	1.15 - i0.05	1.0
MGII 3%	58.0 - i2.6	1.0 - i0.0	1.7	51.0 - i2.3	1.15 - i0.05	1.5
MGII 4%	75.6 - i3.4	1.0 - i0.0	2.3	68.7 - i3.1	1.15 - i0.05	2.1

Tabla 5-4 – Valores de ϵ_r^* calculados mediante MG, de μ_r^* y de f_i para cada compuesto de la serie MGII.

Se representan los valores de la fracción de volumen f_i en función del porcentaje de microhilo añadido en cada compuesto (Fig. 5.6). La línea roja representa los valores de f_i para el CASO 1, donde μ_{r-1}^* es la unidad y la línea verde representa los valores de f_i para el CASO 2, donde los valores de μ_{r-fe}^* son los extraídos de las medidas en “free-space”. La línea discontinua es el valor medio de la f_i para cada compuesto.

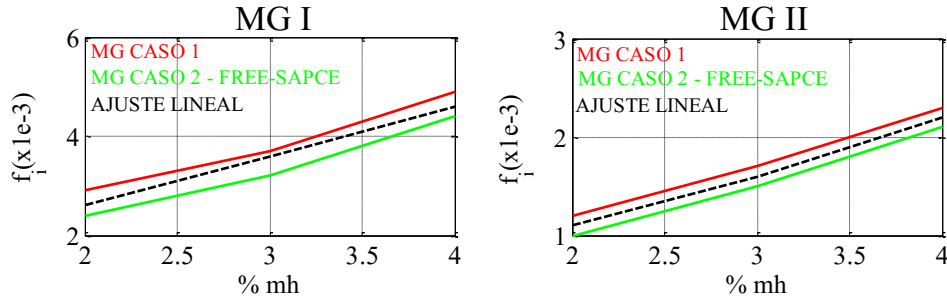


Fig. 5.6 – Variación de f_i con el porcentaje de microhilo % para la serie MGI y MGII.

Se observa como la relación entre la f_i de los compuestos tipo MGI y la de los compuestos MGII es de, aproximadamente, 2.3. La comparación entre ambos microhilos es compleja debido a que las diferencias entre ellos se manifiestan, a parte de en la f_i , en:

- la composición, pues en el caso del tipo MGI el componente mayoritario es Fe, mientras que en el tipo MGII es Co.
- el volumen del núcleo magnético, unas 3 veces menor en el caso del tipo MGII respecto al tipo MGI.
- la relación de aspecto (5.15), que en el caso del tipo MGI es, aproximadamente el doble, que en el tipo MGII.
- la conductividad, que también es diferente en ambos casos.

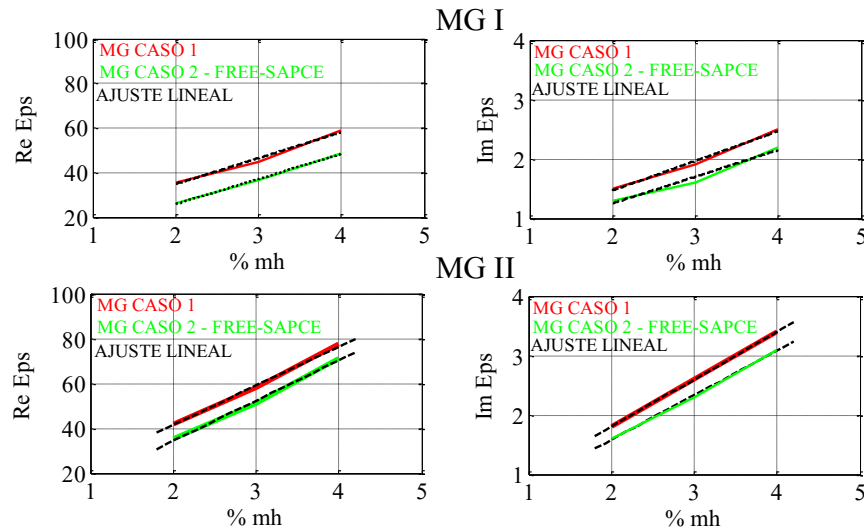
5.3.2 Dependencia de ϵ_r^* con el % de microhilo

A continuación se representan los valores de ϵ_r' y ϵ_r'' (Tabla 5.3) y (Tabla 5.4) en función del porcentaje de microhilo añadido en cada compuesto (Fig. 5.8). La línea roja representa los valores de ϵ_r' y de ϵ_r'' para el CASO 1, donde μ_{r-1}^* es la unidad, y la línea verde representa los valores para el CASO 2, donde los valores de μ_{r-fe}^* son los extraídos de las medidas en “free-space”. La línea discontinua negra es el ajuste lineal en cada caso.

MG I		
	ϵ'_r	ϵ''_r
μ'_{r_1}	$\epsilon'_r (\%mh) = 11.5 + 11.6 \%mh$	$\epsilon''_r (\%mh) = 0.5 + 0.45 \%mh$
μ'_{r_fe} (val)	$\epsilon'_r (\%mh) = 3.5 + 11.3 \%mh$	$\epsilon''_r (\%mh) = 0.5 + 0.35 \%mh$
MG II		
	ϵ'_r	ϵ''_r
μ'_{r_1}	$\epsilon'_r (\%mh) = 6.5 + 17.5 \%mh$	$\epsilon''_r (\%mh) = 0.2 + 0.80 \%mh$
μ'_{r_fe} (val)	$\epsilon'_r (\%mh) = 3.7 + 16.1 \%mh$	$\epsilon''_r (\%mh) = 0.1 + 0.75 \%mh$

 Tabla 5-5 – Ajuste lineal de la dependencia de ϵ'_r y de ϵ''_r con el $\%mh$

El ajuste lineal permite encontrar la relación de dependencia entre el valor tanto de la ϵ'_r como de la ϵ''_r calculadas a partir de la fórmula de MG con el porcentaje de microhilo (Tabla 5.5). Para diseñar estructuras anti-reflectantes a priori este dato es necesario, aunque sigue presente el inconveniente de conocer el valor de la permeabilidad efectiva del compuesto.


 Fig. 5.7 - Variación de ϵ'_r y de ϵ''_r con el porcentaje de microhilo %.

Por ejemplo, si se desea obtener un valor de la ϵ'_r de 60 y se trabaja con el compuesto tipo MG II, se ha de añadir un 3.4% de microhilo a la matriz admitiendo que el valor de la permeabilidad corresponde al extraído en las medidas de R_m en “free-space” $\mu_{r_fe}^*$. La elección de este cantidad de microhilo determina el valor de la ϵ''_r , que en este caso es de 2.7. Es decir, que para un compuesto de MGII al 3.5%, el valor de $\epsilon_r^* = 60.0 - i2.7$.

5.4 COMPARACIÓN DE LOS VALORES DE ϵ_r' y de ϵ_r'' CALCULADOS MEDIANTE “free-space”, MG y GO

Se comparan los valores de la ϵ_r' tomando como referencia el valor medio obtenido en las medidas experimentales de la R_m en “free-space”, $\epsilon_{r_fe_exp}^*$ y $\mu_{r_fe_exp}^*$, con respecto al resto de valores calculados por otros procedimientos (Tabla 5-6) y (Tabla 5-7).

- $\mu_{r_1}^*$ - calculados a partir de la fórmula de MG (5.19) suponiendo un valor de $\mu_r^* = 1.0-i0.0$.
- $\mu_{r_fe}^*$ - calculados a partir de la fórmula de MG (5.19) suponiendo un valor de μ_r^* igual al valor extraído de las medidas en “free-space” (Capítulo 3),
- $\epsilon_{r_go}^*$ y $\mu_{r_go}^*$ - calculados a partir de las medidas experimentales en guía de ondas (Capítulo 4), donde se ha realizado la media aritmética entre los valores obtenidos por los distintos métodos.

	MG I														$\Delta \epsilon_r'$
			2%				3%				4%				
			ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	
1	$\epsilon_{r_fe_exp}'$	$\mu_{r_fe_exp}'$	25.0	4.0	1.12	0.03	35.0	3.5	1.17	0.05	46.0	14.0	1.12	0.06	
2	μ_{r_1}'		35.5	1.5	1.00	0.00	44.9	1.9	1.00	0.00	58.8	2.5	1.00	0.00	
3	μ_{r_fe}'		26.1	1.3	1.15	0.05	36.5	1.6	1.15	0.05	48.7	2.2	1.15	0.05	
4	ϵ_{r_go}'	μ_{r_go}'	19.0	1.3	1.10	0.05	26.0	2.8	1.10	0.05	33.0	3.8	1.15	0.10	
	2 vs 1		29.6%				22.0%				21.8%				24.5%
	3 vs 1		4.2%				4.1%				5.5%				4.6%
	4 vs 1		24.0%				25.7%				28.3%				26.0%

Tabla 5-6 – Comparación de los valores de ϵ_r' y de ϵ_r'' para los compuestos tipo MGI.

Para el caso de los compuestos con microhilo tipo MGI se comparan los valores de los parámetros electromagnéticos entre las diferentes medidas.

- $\mu_{r_1}^*$ VS $\epsilon_{r_fe_exp}^*$ y $\mu_{r_fe_exp}^*$ - Se observa una gran diferencia, del orden del 25%, entre los valores de la ϵ_r' entre ambos casos, con una tendencia decreciente con la cantidad de microhilo. Respecto a la ϵ_r'' , los valores más llevados se obtienen de las medidas experimentales en “free-space”.
- $\mu_{r_fe}^*$ VS $\epsilon_{r_fe_exp}^*$ y $\mu_{r_fe_exp}^*$ - Los valores de la ϵ_r' entre ambos casos son similares, con una variación media de un 4.5%. Esto implica que los valores de la permitividad calculados mediante MG suponiendo una permeabilidad del 1.15-i0.05 se ajustan a los valores de las

medidas experimentales con menor error que si se comparan los valores suponiendo permeabilidad unidad.

- $\epsilon_{r_go}^*$ Y $\mu_{r_go}^*$ VS $\epsilon_{r_fe_exp}^*$ Y $\mu_{r_fe_exp}^*$ - Se observa una gran diferencia, del orden del 26%, entre los valores de la ϵ_r' entre ambos casos, con una tendencia creciente con la cantidad de microhilo, pasando de un 24% a un 29%. Esto puede ser debido a que el incremento de la cantidad de aditivo puede influir en el aumento de las diferencias entre los valores obtenidos con las medidas en “free-space” respecto a las medidas en la guía de ondas, como ya sea ha visto en el *Capítulo 4*.

	MG II														$\Delta \epsilon_r'$
			2%				3%				4%				
			ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	ϵ_r'	ϵ_r''	μ_r'	μ_r''	
1	$\epsilon_r'_{r_fe_exp} \mu_r'_{r_fe_exp}$		36.0	12.9	1.05	0.01	50.0	7.5	1.11	0.04	67.0	8.0	1.07	0.08	
2	$\mu_r'_{r_1}$		42.1	1.8	1.00	0.00	57	2.6	1.00	0.00	75.3	3.4	1.00	0.00	
3	$\mu_r'_{r_fe}$		36.4	1.6	1.15	0.05	51.0	2.3	1.15	0.05	68.7	3.1	1.15	0.05	
4	$\epsilon_r'_{r_go} \mu_r'_{r_go}$		25.5	3.0	1.20	0.10	35.0	4.9	1.10	0.10	45.0	6.5	1.20	0.10	
	2 vs 1		14.5%				12.3%				11.0%				12.6%
	3 vs 1		1.1%				2.0%				2.5%				1.8%
	4 vs 1		29.2%				30.0%				32.8%				30.7%

Tabla 5-7 – Comparación de los valores de ϵ_r' y de ϵ_r'' para los compuestos tipo MGII.

Se comparan los valores de los parámetros electromagnéticos entre las diferentes medidas, para el caso de los compuestos con microhilo tipo MGII:

- $\mu_{r_1}^*$ VS $\epsilon_{r_fe_exp}^*$ Y $\mu_{r_fe_exp}^*$ - Se observa una diferencia, del orden del 13%, entre los valores de la ϵ_r' entre ambos casos, con una tendencia decreciente con la cantidad de microhilo. Respecto a la ϵ_r'' , los valores más llevados se obtienen de las medidas experimentales en guía de ondas, al igual que con los compuestos de tipo MGI. Esto implica que el valor de $\mu_r^* = 1.0-i0.00$ no para el cálculo de la permitividad mediante MG no es apropiado.
- $\mu_{r_fe}^*$ VS $\epsilon_{r_fe_exp}^*$ Y $\mu_{r_fe_exp}^*$ - Los valores de la ϵ_r' entre ambos casos son similares, con una variación media de un 2%, aproximadamente. Esto implica que los valores de la permitividad calculados mediante MG suponiendo una permeabilidad del 1.15-i0.05 se ajusta muy bien a los valores de las medidas experimentales.
- $\epsilon_{r_go}^*$ Y $\mu_{r_go}^*$ VS $\epsilon_{r_fe_exp}^*$ Y $\mu_{r_fe_exp}^*$ - Se observa una gran diferencia, del orden del 30%, entre los valores de la ϵ_r' entre ambos casos, con una tendencia creciente con la cantidad de

microhilo, pasando de un 29% a un 33%. Esto puede ser debido a que el incremento de la cantidad de aditivo puede influir en el aumento de las diferencias entre los valores obtenidos con las medidas en “*free-space*” respecto a las medidas en la guía de ondas.

5.5 SUMARIO

En este Capítulo 5 se ha expuesto la explicación de la teoría de mezclas presentada por Maxwell-Garnett para el caso de inclusiones cilíndricas de alta conductividad. Se ha calculado el valor teórico de la permitividad efectiva de los compuestos estudiados en esta tesis, los tres de la serie MGI y los tres de la serie MGII, cada uno de ellos con un 2, 3 y 4% de inclusión de microhilo magnético, respectivamente. Este cálculo se ha realizado suponiendo distintos valores de la permeabilidad: $\mu_r^* = 1.00 - i0.00$ y $\mu_r^* = 1.15 - i0.05$.

Se han comparado estos valores de la ϵ_r^* calculados mediante la fórmula de Maxwell-Garnett con los obtenidos según los diferentes métodos experimentales expuestos a lo largo de esta tesis: el valor de ϵ_r^* calculado a partir de las medidas de reflectividad en “*free-space*” del Capítulo 3 y el valor de ϵ_r^* extraído de las medidas con guía de ondas del Capítulo 4. Con estos valores de la permitividad y de la permeabilidad se han calculado y representado las curvas de reflectividad R_{\min} . Respecto a estas curvas, se comprueba que cuando se reproducen con los valores de los parámetros extraídos de las medidas de guía de ondas quedan desplazadas en un 18%, aproximadamente, hacia frecuencias crecientes respecto a las medidas experimentales. Esto implica que los valores de los parámetros electromagnéticos obtenidos con guía de ondas no son adecuados para el diseño a priori de las estructuras anti-reflectantes.

Cuando se comparan los valores de ϵ_r' extraídos de las medidas experimentales de “*free-space*” con los obtenidos mediante la fórmula de Maxwell-Garnett se observa que se ajustan mejor si se considera un valor de la $\mu_r^* = 1.15 - i0.05$ que si se considera permeabilidad unidad, con una diferencia máxima de un 4% entre estos valores. Respecto a la ϵ_r'' , los valores de las medidas de “*free-space*” son mucho más elevados que los valores que se obtienen con el resto de los métodos.

5.6 REFERENCIAS Y BIBLIOGRAFÍA

- 1 A. H. Sihvola, I.V. Lindell, Progress in Electromagnetic Research, 6, 153 (1992)
- 2 A. Bunde, W. Dietrich, Journal of Electroceramics, 5, 2, 81-92 (2000)
- 3 A. N. Lagarkov, A.K. Saychev, Physical Review B, 53, 6318 (1996)
- 4 A. G. Gorriti, P. Marin, D. Cortina, A. Hernando, Journal of Magnetism and Magnetic Materials, (2009)
- 5 W. R. Tinga, Progress in Electromagnetic Research, 6, 1-40 (1992)
- 6 Y. Korniyushin, “Science of Sintering”, 41, 225-245 (2009)
- 7 C.G. Montgomery, R.H. Dicke, E.M. Purcell, “*Principles of Microwave Circuits*”, (1964)
- 8 K. E. Oughstun, N. A. Cartwright, “*Optical Society of America*”, (2003)
- 9 H.A. Lorentz, "Über die Beziehung zwischen der Fortpflanzungs - geschwindigkeit des Lichtes und der Körperdichte," Annalen der Physik und Chemie, Band 9, Heft 4, pp. 641-665, (1880)
- 10 D.A.G. Bruggemann, “*Berechnung verschiedener physikalischer Konstanten von heterogenen Substanzen*”, Annalen der Physik, 416, 7, 636 (1935)
- 11 J.C. Maxwell Garnett, “Colours in Metal Glasses and in Metallic Films”, (1904)
- 12 J.C. Maxwell Garnett, “*Colours in Metal Glasses, in Metallic Films and in Metallic Solutions*”, (1905)
- 13 H. Waki, H. Igarashi, and T. Honma, , IEEE Transactions on Magnetism, 41, 5, (2005)
- 14 M. Koledintseva, “Advanced Electromagnetics”, EE-471 (2009)
- 15 R.P. Feynman. L.B. Leighton, M. Sands, “*Lectures of Physics*”, Addison-Wesley Publishing Company (1964)
- 16 J.R. Ritz, F.J. Milford and R.W. Christy, “*Fundamentos de la Teoría Electromagnética*”, Addison-Wesley Iberoamericana (1979)
- 17 M.Y. Koledintseva, R.W. Schwartz, Progress In Electromagnetics Research, PIER 99, 131-148, (2009)
- 18 M.Y. Koledintseva, R.E. DuBroff, and R.W. Schwartz, Progress In Electromagnetics Research, PIER 63, 223 (2006)
- 19 M. H. Nisanci, F. de Paulis, M. Y. Koledintseva,, J. L. Drewniak, and A. Orlandi, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 0.1109/TEM.2011.2162845 (2011)
- 20 M.Y. Koledintseva, R.E. DuBroff, and R.W. Schwartz, *Journal of Laser Applications*, (2006)
- 21 S.M. Matitsine, A.N. Lagarkov et all Journal of Applied Physics, 94, 1146 (2003)
- 22 A. Ramírez, A. Zehe, Revista Mexicana de Física, 48, 5, 427 (2002)

Capítulo 6

“RESUMEN, CONCLUSIONES

Y NUEVAS LÍNEAS DE INVESTIGACIÓN”

En este capítulo se presentan los resultados y las conclusiones más relevantes obtenidos tras el estudio de la R_m en multicapas y de la caracterización magnética mediante el cálculo de ϵ_r^* y de μ_r^* de los materiales compuestos que las forman. También se presentan unas posibles líneas de investigación que podría ser interesante llevar a cabo para obtener un conocimiento más profundo de los temas de estudio abiertos en esta memoria.

6.1 RESUMEN Y CONCLUSIONES

De acuerdo con las líneas establecidas en la introducción de esta tesis, el presente trabajo se ha centrado en dos objetivos principales: en el estudio de la R_m en dispositivos multicapas sobre una superficie metálica para el diseño de estructuras anti-reflectantes y en el cálculo de los valores de ϵ_r^* y de μ_r^* de los compuestos que forman dichas estructuras a partir de las medidas de reflectividad R_m en “free-space” en un rango de frecuencia de 2 a 18 GHz, a partir de las medidas de T/R en una guía de ondas en banda X y a partir de los cálculos teóricos basadas en la fórmula de Maxwell-Garnett para inclusiones cilíndricas.

- I. Para la consecución del primer objetivo se han preparado dos series de tres compuestos cada una al 2, 3 y 4% de microhilo, respectivamente, sobre un matriz de pintura, con la finalidad de estudiar la influencia de la cantidad y del tipo de inclusión en la sintonización de las estructuras y en el comportamiento de la R_m . Se ha observado como según aumenta la cantidad de microhilo, la R_{min} se desplaza linealmente hacia valores inferiores de frecuencia, para las dos series estudiadas. El análisis de este comportamiento ha permitido formar un modelo para el diseño a priori de estructuras anti-reflectantes, donde sólo es necesario conocer el número de capas, su distribución en la estructura, el material del que están formadas y el espesor de cada una de las diferentes capas.
- II. El siguiente objetivo a conseguir era el cálculo de los valores de ϵ_r^* y de μ_r^* de los compuestos que forman las estructuras. Se ha estudiado como estos parámetros están íntimamente relacionados con Z^* y con k^* , que a su vez dependen de la T y de la R de una onda electromagnética sobre la capa de compuesto. La extracción de los valores de los parámetros electromagnéticos se ha realizado mediante dos montajes experimentales diferentes (medidas de la R_m en “free-space” y medidas de T/R en una guía de ondas) y un cálculo teórico (la fórmula de Maxwell-Garnett).
 - a. En primer lugar se ha realizado de cálculo de los valores de ϵ_r^* y de μ_r^* a partir de las medidas de R_m en “free-space” y se ha aplicado un método denominado *Método de Optimización*, que permite trabajar con el módulo de R_m o con el módulo y la fase, para distintos valores iniciales $[\epsilon_n', \epsilon_n'', \mu_n', \mu_n'']$. Se han escogido el *Método de Optimización del*

Módulo con valor inicial de guía de ondas. Estas medidas y estos cálculos han puesto de manifiesto que la ϵ_r' aumenta según se incrementa la cantidad de microhilo, mientras que la μ_r' parece constante y muy cercana a valores de la unidad, con un valor medio de 1.15, aproximadamente. Respecto a la ϵ_r'' , presenta el mismo comportamiento que la parte real. Los valores de la μ_r'' son del orden de los errores de medida y muy cercanos a cero.

- b. En segundo lugar se ha realizado la extracción de los valores de ϵ_r^* y de μ_r^* a partir de las medidas de T y R , y de las medidas R_m en una guía de ondas rectangular. Se ha detallado el comportamiento de una onda electromagnética dentro de una guía de ondas y se han presentado cuatro métodos diferentes para el cálculo de los valores de los parámetros electromagnéticos: el *Método de NRW*, el *Método de Optimización*, el *Método de las Ecuaciones* que se aplica a las medidas de T/R , mientras que *Método de las Impedancias* y el *Método de Optimización* se aplica a las de R_m .

Se ha desarrollado un programa específico en lenguaje Matlab que facilita el procesamiento de los datos mediante estos métodos de medidas. Del procesamiento se concluye que dos son los métodos más convenientes para la extracción de los valores de los parámetros electromagnéticos: el *Método de NRW* y el *Método de Impedancias*. También se ha comprobado que los valores de ϵ_r^* y de μ_r^* calculados por todos los métodos difieren menos del 2%, excepto con el *Método de Optimización del Módulo*, donde la diferencia con el valor medio de los demás procedimientos alcanza el 20% para algunas muestras.

- c. En tercer lugar se ha hallado el valor teórico de la ϵ_r^* del compuesto a partir de la fórmula de Maxwell-Garnett. Para el cálculo de f_i y de la ϵ_r^* se han comparado la R_m medida experimentalmente con la calculada teóricamente suponiendo que el valor de la ϵ_r^* es el calculado mediante la fórmula de MG para dos valores diferentes de la permeabilidad: $\mu_r^* = 1.0-i0.0$ y $\mu_r^* = 1.15-i0.05$, que es el extraído partir de las medidas experimentales. Al realizar esta comparación se observa como un valor de la $\mu_r^* = 1.15-i0.05$ consigue un mejor ajuste que si se supone permeabilidad unidad.

Se ha estudiado la dependencia de ϵ_r^* , tanto la parte real como la imaginaria, con el porcentaje de microhilo añadido para cada serie. Al igual que en los otros casos, se observa un aumento lineal según se incrementa la cantidad de microhilo.

- d. Se han comparado los valores de los ϵ_r^* y de μ_r^* obtenidos en las medidas experimentales en “free-space” y con guía de ondas y los calculados con la fórmula de Maxwell-Garnett.
- Si se comparan los valores de ϵ_r' obtenidos en las medidas de “free-space” y de guía de ondas se aprecia como la diferencia crece según aumenta la cantidad de microhilo, pasando de un 24 a un 29% para los compuestos MGI y de un 29 a un 33% para los compuestos MGII. Se han presentado una serie de argumentos para justificar estas

diferencias donde se engloban los errores asociados de cada método de resolución y a cada montaje experimental, el tamaño de la muestra, la relación entre las dimensiones de la muestra con respecto a las dimensiones de la inclusión, los métodos de medida aplicados en cada caso y el hecho de que la permeabilidad pueda tener un papel más relevante, sobre todo para frecuencias por debajo de 3GHz. Los valores de μ_r^* calculados en ambos casos son similares.

- Si se comparan los valores de ϵ_r' obtenidos de las medidas de “*free-space*” y los calculados con la fórmula de MG se aprecia que la diferencia es menor del 5% si se considera un valor de $\mu_r^* = 1.15 - i0.05$, mientras que esa diferencia asciende hasta un 25% si $\mu_r^* = 1.00 - i0.00$. De nuevo esto parece indicar que un valor de permeabilidad igual a la unidad no es un buen candidato.

De todas estos cálculos de los valores de ϵ_r^* y de μ_r^* se concluye que para el diseño de estructuras anti-reflectantes se ha de trabajar con los valores extraídos a partir de las medidas experimentales de R_m en “*free-space*” mediante el *Método de Optimización del Módulo* o bien con los valores calculados con la fórmula de Maxwell-Garnett considerando un valor de $\mu_r' \sim 1.15$.

6.2 NUEVAS LÍNEAS DE TRABAJO

A continuación se presentan algunas líneas de investigación que completarán las iniciadas en esta memoria:

- **Investigación de nuevas composiciones y dimensiones de las inclusiones de microhilo.** Este estudio podría dar como resultado la mejora en las propiedades electromagnéticas de los compuestos o una disminución de la cantidad necesaria de microhilo para obtener los mismos resultados, lo que implicaría un descenso en los costes de fabricación de los nuevos materiales.
- **Fabricación de los compuestos con otras bases.** Trabajando con otro tipo de bases, como la silicona o la resina, se solventaría la limitación de las pinturas, ya que éstas necesitan un soporte para su aplicación. Por ejemplo, las resinas permitirían la fabricación de radomos u otros objetos, como palas de aerogeneradores, mientras que las siliconas permitirían la fabricación de materiales flexibles.
- **Diseño de nuevas estructuras anti-reflectantes.** Estas nuevas estructuras se podrían conseguir aumentando el número de capas y variando su distribución, o cambiando los

materiales que forman cada capa. Esto permitiría sintonizar las multicapas a otras frecuencias, incluso en valores de frecuencia de MHz, o conseguir anchos de banda más elevados.

- **Optimización del montaje experimental y de los métodos de procesamiento de las medidas de la reflectividad en “free-space”.** Esta mejora incluye la colocación de lentes en la cámara anecoica, o el montaje en configuración T/R. Esto permitirá aplicar un nuevo método de extracción de los parámetros electromagnéticos a partir de las medidas en “free-space”. Además, la inserción de las lentes permitiría el estudio de la influencia de los bordes de las planchas, pues al focalizar el haz disminuye el efecto de los bordes.
- **Análisis de las diferencias en los valores de la amplitud en distintas cámaras.** MICROMAG ya se encuentra estudiando estas discrepancias entre más de cuatro montajes experimentales en diferentes cámaras situadas en diversas partes del mundo.
- **Compuestos con inclusiones de dimensiones mucho menores que el tamaño de las muestras de la guía de ondas.** Es conveniente disponer de materiales compuestos que cumplan esta condición, por ejemplo, matrices con nanoferritas, con tamaño de partícula del orden de unidades de micras. De este modo se podría estudiar si la relación entre las dimensiones de las inclusiones y de las muestra para las medidas en guía de ondas, contribuye a que exista esa diferencia entre los valores de ϵ_r^* y de μ_r^* calculados en las medidas “free-space” y en guía de ondas.
- **Búsqueda de materiales magnéticos con parámetros electromagnéticos conocidos.** Los materiales dieléctricos han permitido corroborar que los valores de la permitividad medida en “free-space” y en guía de ondas coinciden, como sucede en el caso del material estudiado denominado Plexiglás. Sería interesante medir materiales magnéticos no fabricados por MICROMAG para comparar comportamientos, sobre todo los relativos a los altos valores de la permitividad o a las diferencias entre los valores de ϵ_r^* y de μ_r^* extraídos con las medidas de R_m en “free-space” y con la guía de ondas.
- **Cálculo de los valores de ϵ_r^* y de μ_r^* mediante otros dispositivos de medida.** Resultaría muy apropiado poder contar con diferentes dispositivos de medida que permitan trabajar en otras bandas de frecuencia y con otros tamaños de muestra que los estudiados en esta memoria, como una guía coaxial o un *strip-line*.
- **Búsqueda del montaje experimental adecuado para la medida experimental de la fracción de volumen, f_v .** Esto permitiría comparar los valores teóricos calculados de f_v con los valores medidos experimentalmente, para dar mayor validez a los valores de ϵ_r^* calculados mediante de la fórmula de MG.

SUMMARY

The goal of this thesis is the design and manufacture of anti-reflective structures of electromagnetic waves at a frequency and for a given frequency range, with values of reflectivity of zero or near zero. These structures are formed by one or several layers of different materials arranged on a metal surface. These materials are compounds of magnetic microwires in a paint base. When an electromagnetic wave impinges on these anti-reflective structures, it has the behavior of "catch" this wave, making them "invisible" in the work frequency range. This effect of the "wave trap" occurs mainly by two phenomena: absorption and interference. In this thesis, the working frequency range with anti-reflective structure is placed in the microwave region, in particular in the range of 2 to 18 GHz

Composite materials forming these layers are known as Radar Absorbing Material or material RAM (from English "Radar Absorbent Material") and are defined as "a material capable of reducing, by absorption, the energy received by a radar". This absorption can be performed through different mechanisms or to affect the electrical properties of the material or magnetic or both. When a wave is incident on the structure, it is reflected on the surface of each layer. All these reflected waves interfere together to give rise to a total reflected wave. As discussed in this thesis, a condition to achieve zero reflectivity is that the interference is destructive. And this is one of the goals to be achieved. This interference phenomenon is very important to determine the reflectivity of the anti-reflective structures.

Reflectivity R measures the relationship between the reflected and the incident wave on a structure. If there is no reflected wave, the reflectivity is zero (the present anti-reflective structures perfect). To achieve zero reflectivity, it can act in several ways: firstly, having extremely high material losses RAM of absorbing most of the incident wave and the other, looking destructive interference between the waves reflected by surfaces forming various structures that are the models studied in this thesis.

RAM materials electromagnetic characterization has been performing. The interaction between the material and the electromagnetic field is described by Maxwell's equations and the constitutive relations, from a macroscopic point of view. This interaction is mainly determined by the electromagnetic parameters: electric permittivity ϵ_r^* and magnetic permeability μ_r^* . Experimental methods for the electromagnetic characterization of materials can be divided into two groups: non-resonant and resonant methods. In addition, non-resonant study is performed on a range of resonant frequency while studies are used to a certain frequency. In this thesis methods only apply as non-resonant interested in knowing the behavior of materials in a range of frequencies.

To accomplish this characterization is incident an electromagnetic wave on studying the structure and the reflected wave and the transmitted wave information is obtained about the material

properties, which are defined through the electromagnetic parameters. There are two sub-methods within the non-resonant methods: Reflection measurements (henceforth called R_m measurements, where the subscript m indicates that reflection measurements are performed by having a metal structure after structure) and transmission and Reflection measurements (T/R). Material properties are extracted from the analysis of the reflected wave (not transmitted), while methods T/R analyze the reflected wave thus transmitted as the material for electromagnetic parameters. ϵ_r^* and μ_r^* values extraction could be performed in different set up may be applied as experimental procedures such as waveguides, coaxial, "strip-lines" or resonant cavities. In this paper we have used two methods: free-space and waveguide measurements. In the latter case the frequency band in which it works is the X-band of 8.2-12.4GHz.

RAM materials may be simple, consisting of a single component or ingredient, or compounds formed by several ingredients. In the latter case there is usually a main constituent called matrix or base on which are called inclusions embedded other constituents or additives. Mixtures theories relate the compound effective electromagnetic parameters with the parameters of the matrix and the inclusions are formed. Although in the last two centuries have developed several theories, this study examines only one in depth, exposed by Maxwell Garnett to conductive cylindrical inclusions.

RAM materials forming the anti-reflective structures are compounds formed by painting on a matrix which is added varying amounts and types of magnetic microwires. We have used two types of magnetic microwires: one main constituent is Fe and has acquired commercially, the other major constituent is the Co and manufactured for this thesis *ex professo*. The added amounts are 2, 3 and 4%, respectively. One objective of this study is to examine how the type and the amount of microwire affect R and ϵ_r^* in the control of anti-reflective structures and the variation of permittivity and effective permeability of the compounds forming them. An important tool in this control is the study the phenomena which occur when an electromagnetic wave impinges on these structures: absorption and interference. It is also relevant to the design of these structures know the values of the electrical permittivity and permeability magnetic composite materials.

Chapter 1 shows the scope of this paper. It describes how the thesis is organized, summarizing the contents of the different chapters, introducing fundamental concepts in the study as the electromagnetic reflectivity and transmission and the definitions of permittivity and permeability effective of a compound. It also describes the different types of bases and inclusions that are used in the manufacture of RAM materials.

Chapter 2 presents the experimental techniques. The first technique explained both microwires and composites manufacturing. It is an explanation of the experimental method for measuring structures in R_m "free-space" and the methods for the extraction of the electromagnetic parameters values of the composites by waveguide measurements.

Chapter 3 details how the phenomena of absorption and interference play a role in controlling the reflectivity and describe three typical anti-reflective structures: Dallenbach, Salisbury and Jaumann.

We present a theoretical model of the reflectivity which compares with the experimental measurements performed on anti-reflective structures. Finally electromagnetic parameters values are extracted of the compounds that form structures from experimental measurements in "free-space".

Chapter 4 presents a comprehensive study of different methods for extracting the electromagnetic parameters of materials RAM: T/R and R_m measurements by a X-band rectangular waveguide. ϵ_r^* and μ_r^* values microwire percentage and type dependence study is describes for this frequency range. Finally we compare these values ϵ_r^* and μ_r^* values with those obtained from "free-space" measurements in in Chapter 3.

Chapter 5 presents a brief summary of the Mixing Theories, focusing at Maxwell Garnet which has been applied in this thesis for the theoretical calculation of the effective permittivity of the compounds. This permittivity is determined mainly by the permittivity of the matrix and the inclusions. At the end of this chapter, compares the value of the permittivity calculated by Maxwell-Garnett formula with the values obtained in the previous two chapters from the measures in "free-space" and waveguide.

Chapter 6 summarizes the overall conclusions from this study. This work has focused on two main goals: R_m study in multilayer devices on a metal surface for the design of anti-reflective structures and ϵ_r^* and μ_r^* values extraction of the structures, from reflectivity "free-space" measurements in a frequency range of 2 to 18 GHz and T/R measurements in a waveguide at X-band and from theoretical calculations based on the Maxwell-Garnett formula for cylindrical inclusions. The conclusions are listed following.

- I. We have prepared two sets of three compounds: 2, 3 and 4% of microwire, respectively, on a paint matrix, with the aim of studying the influence of the amount and type of inclusion in tuning structures and R_m behavior, to achieve the first objective. The higher the filler weight percentage, the greater the real part of permittivity, for the two composites series studied. The analysis of this behavior has allowed to design a model for anti-reflective structures, where it is only necessary to know the number of layers, their distribution in the structure, the material of which they are formed and the thickness of each of the different layers.
- II. The next goal to achieve is ϵ_r^* and μ_r^* values extraction. It has been studied as these parameters are intimately related with Z^* and k^* , which depend on the reflected and transmitted electromagnetic wave on the composite layer. Extracting the values of the electromagnetic parameters was performed using two different experimental setups (R_m "free-space" measurements and T/R measurements in a waveguide) and theoretical calculation (Maxwell formula Garnett).
 - a. Calculation was made of ϵ_r^* and μ_r^* values and R_m "free-space" measurements by optimization method, which allows working with the module or the module and the phase of

R_m , for different initial values. We have chosen the Optimization Module Method initial value waveguide. These measurements revealed that the ϵ_r' increases with microwire percentage increasing, while μ_r' appears constant and very close to the unit values, with a mean value of 1.15, approximately. ϵ_r^* has the same behavior as the real part and μ_r' values are in the range of measurement errors and very close to zero.

- b. The second method was performed extracting ϵ_r^* and μ_r^* values by T/R and R_m measurements in a rectangular waveguide at X band. It has detailed four different methods for calculating electromagnetic parameters values: NRW, the Optimization, Equations, that are applied to T/R measurements and impedances and optimization method that is applied to R_m measurements. We have developed a specific program in Matlab language that facilitates the processing of data using these methods. There are two convenient methods for extracting electromagnetic parameters values: NRW and Impedances. It was also found that ϵ_r^* and μ_r^* values calculated by the different methods differ less than 2%, except with the module optimization method, where the difference from the mean value of the other procedures reaches 20 % for some samples.
- c. Theoretical ϵ_r' value by Maxwell-Garnett formula has been calculated. To calculate R_m experimentally measured and theoretically calculated have compared to extract the volume fraction f_i calculation. ϵ_r' values are extracted using the MG formula for two different μ_r^* values $\mu_{r_mu1}^* = 1.0 - i0.0$ and $\mu_{r_fe}^* = 1.15 - i0.05$, extracted from the experimental measurements. $\mu_{r_fe}^*$ value gets a better fit than assuming permeability unit. We have studied ϵ_r' and ϵ_r' microwire percentage dependence.
- d. We compared the values of ϵ_r^* and μ_r^* obtained in "free-space" and waveguide experimental measurements, and those calculated with the Maxwell-Garnett formula.
 - Comparing ϵ_r' values obtained by "free-space" and waveguide measurements is seen as the difference grows as the amount of microwire, going from 24 to 29% for composites MGI and from 29 to 33% for composites MGII. There have been a number of arguments to justify these differences: the errors associated with the method and the experimental set resolution, the size of the sample, the relationship between the sample size with respect to the inclusion size, measurement methods applied in each case and the fact that the permeability may have a more important role, especially for frequencies below 3 GHz. Values of μ_r^* calculated in both cases are similar.
 - Comparing ϵ_r' values obtained by "free-space" measurements and those calculated with MG formula, shows that the difference is less than 5% in terms of value $\mu_{r_fe}^*$, whereas this difference increases to 25% if $\mu_{r_mu1}^*$.

The conclusion of the ϵ_r^* and μ_r^* values extraction is that anti-reflecting structures design has to carry on with the values extracted from experimental measurements of R_m in "free-space" by *Optimization_Module method* or with the values calculated with the Maxwell-Garnett formula worth considering $\mu_r' \sim 1.15$.

REFERENCES

CHAPTER 1

- 1 E. F. Knott, J. F. Shaeffer, M. T. Tuley, "Radar Cross Section", Scitech Publishing INC. (2004)
- 2 J.Y. Chung, "Broadband Characterization Techniques for RF Materials and Engineered Composites" (2010)
- 3 R.P. Feynman, L.B. Leighton, M. Sands, "Lectures of Physics", Addison-Wesley Publishing Company (1964)
- 4 D. A. Hill, "Electromagnetic Fields in Cavities Deterministic and Statistical Theories", IEEE Press Series on Electromagnetic Wave Theory (2009)
- 5 C. K.Yuzcelik, Thesis "Radar Absorbing Material Design" (2003)
- 6 "Electronic Warfare and radar Systems Engineering Handbook", Naval Air Systems Command and Naval Air Warfare Center (1999)
- 7 D.M. Pozar, "Microwave Engineering", Addison Wesley Publishing Company (1990)
- 8 S. J. Orfanidis, "Electromagnetic Waves and Antennas" (2008)
- 9 A.R. Von Hippel, "Dielectric and Waves", Chapman and Hall (1954)
- 10 <http://iupsm.files.wordpress.com/2010/08/permitividad.pdf>.
- 11 M. V. Akhterov, "Microwave Absorption in Nanostructures", Thesis (2010)
- 12 V. Komarov, S. Wang, J. Tang, "Permittivity and Measurements", Encyclopedia of RF and Microwave Engineering, 308 1-20 (2004)
- 13 A.G.Gorriti, Marin, D.Cortina, A.Hernando, Journal of Magnetism and Magnetic Materials (2009)
- 14 R.C. Dorf, "Electrical Engineering Handbook", Crc. Press (1997)
- 15 S. Velayos, "Introducción al Magnetismo", Editorial Complutense (1974)
- 16 G.W.C Kaye, T.H Laby, "Physical and Chemical Constants" (2003)
- 17 P. García, "Fundamentos de la Prospección con Radar de Subsuelo" (2008)
- 18 M. Koledintseva, "Advanced Electromagnetics", EE-471 (2009)
- 19 A. Yosuf, "The Development of Microwave Absorber from Oil Palm Shell Carbon", Tesis (2004)
- 20 K.H. Wu, T.H. Ting, G.P. Wang, W.D. Ho, C.C. Shih, Polymer Degradation and Stability, 93, 483 (2008)
- 21 R. E. Díaz, M.C. Squires, M.C. Miller, US Patent 5594218 (1997)
- 22 T. M. Conolly, E. J. Luoma, US Patent 4003660 (1977)
- 23 L.C. Folgueras, M.A.Alves, M. C. Rezende, Materials Research, 13 (2), 197-201 (2010)
- 24 <http://dentizta.ccadet.unam.mx/MATERIALESDENTIZTA/Recursoseducativos/materialdimpresion/CONTENIDOS/SILICONAS.htm>
- 25 L.C. Folgueras, M.A.Alves, M. C. Rezende, Journal of Aerospace Technology and Management, 2, 1 (2010)
- 26 T. Y. Ootshi, R. Cirillo, Jr. and J. Sosnowski, TMO Progress Report 42-138 (1999)
- 27 X. Pan, G. Mu, H. Shen, M. Gu, Applied Surface Science, 253, 4119 (2007)
- 28 M.Y. Koledintseva, R.E. DuBro, and R.W. Schwartz, Progress In Electromagnetics Research, 99, 131 (2009)
- 29 <http://www.siepel.com/en/siepel-international/product/ferrites-fe>
- 30 B. C. Pratt, US Patent 2992425. (1961)
- 31 H. V. G. Stubbs, B.V.A. Wickenden, W.G. Howell, E.D. Perry, UK Patent GB2058469A (1981)
- 32 W. A. Janos, US Patent 5298903 (1994)
- 33 E. A. Ossa, F. Cano, Ciencia et Technica, XVIII, 036 (2007)
- 34 J.L. Wojkiewicz, S. Fauveaux, N. Redon and J.L. Miane, International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, 19, 203 (2004)
- 35 D. Micheli et al, "Advances in Nanocomposites - Synthesis, Characterization and Industrial Applications" (2011)

- 36 P. Chandrasekhar, “*Conducting Polymers, Fundamentals and Applications: A Practical Approach*” Kluwer Academic Publishers: London (1999)
- 37 J-B Kim, S-Kwan Lee, C-G Kim, Composites Science and Technology , 68 2909–2916 (2008)
- 38 Woo June Kwon, Dong Hack Suh, Byung Doo Chin, Jae-Woong Yu, Journal of Applied Polymer Science, 110, 1324–1329 (2008)
- 39 S.M. Abbas, M.Chandra, A. Verma, R. Chatterjee, T.C. Goel, Composites: Part A 37, 2148 (2006)
- 40 J. Honey, M. T. Rinku , J. Joe, K.T. Mathew, J. Rani, Polymer Composites, 589 (2007)
- 41 M. S. Kim, E. H. Min, J. G. Koh, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 321, 581 (2009)
- 42 R. Groenen, “*Electrical and Microwave Characteristics of Silver Nanoparticle Composites*”, University of Twente Enschede, (2010)
- 43 N. N. Al-Moayed, Mohammed N. Afsar, Usman A. Khan, Sean McCooey, and Mahmut Obol, IEEE Transactions on Magnetism, VOL. 44, NO. 7, JULY 2008
- 44 G.Tong, We.Wu, Q.Hua, Y. Miao, J. Guan, H. Qian, Journal of Alloys and Compounds 509, 451 (2011)
- 45 J.L. Arias, V. Gallardo, F. Linares-Molinero, A.V. Delgado, Journal of Colloid and Interface Science, 299, 599 (2006)
- 46 S. Ruan, B. Xu, H. Suo, F. Wu, S. Xiang, M. Zhao, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 212, 175 (2000)
- 47 V. B. Bregar, IEEE Transactions on Magnetics, 40, 3, (2004)
- 48 H. Y. Æ Ying, L. .Jianfeng, Z. Æ, F. Wang, Journal of Materials Science: Materials in Electronics, 21, 368 (2010)
- 49 F. Mayer, US Patent 5872534 (1999)
- 50 H.Ismail, S.T. Sam, A.F. Mohd and A.A. Bakar, Polymer-Plastics Technology and Engineering, 46, 641 (2007)
- 51 A. M. Gama, M. C. Rezende, Journal of Aerospace Technology and Management, 2, 1, (2010)
- 52 R. B. Yang, S. D. Hsu, C. K. Lin, Journal of Applied Physics, 105, 07A527 (2009)
- 53 L. Y. Liu, L. Z. Wu, X. Wang, R. Z. Gong, and H. H. He, IEEE Transactions on Magnetics, , 44, 12, (2008)
- 54 P. Marín, A. Hernando “Magnetic Microwires: Fabrication, Magnetic Properties and Applications” Encyclopedia of Materials: Science and Technology, Elsevier (2003)
- 55 M. Vázquez, A. Adenot-Engelvin, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 321, 2066–2073 (2009)
- 56 G. F. Taylor, Physics Review, 23, 655 (1924)
- 57 A. Hernando “Nuevos Materiales: los Vidrios Metálicos” (1987)
- 58 A. Zhukov, J. González, M. Vázquez, V. Larin, A. Torcunov, “Encyclopedia of Nanoscience and Nanotechnology”, 6, 365 (2004)
- 59 M. Vázquez , A.P. Zhukov, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 160, 223 (1996)
- 60 S. Deprot, A.L. Adenot, F. Bertin, O. Acher, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 242, 247 (2002)
- 61 P. Marín, A. Hernando, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 215-216, 729 (2000)
- 62 A. Zhukov, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 242–245, 216–223 (2002)
- 63 M. Dominguez, J. M. Garcia-Beneytez, M.Vazquez; .E. Lofand, S.M. Bhagat, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 249, 117 (2002)
- 64 V.A. Tulin, M.V. Astahov, A.O. Rodin, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 258–259, 201 (2003)
- 65 S. A. Baranov. Physi: letters 24, 549 (1998)
- 66 D.P. Makhnovskiy, L.V.Panina, Progress in Ferromagnetic Research, Editor V.N. Murray, 257-295 (2005)
- 67 O. Reyner, O. Archer, Physical Review B 66, 094412 (2002)
- 68 D. P. Makhnovskiy and L. V. Panina, Journal of Applied Physics, 93, 7 (2003)
- 69 S. N. Starostenko, K. N. Rozanov, A. V. Osipov, , Journal of Magnetism and Magnetic Materials 298, 56 (2006)
- 70 F. X. Qin, H. X. Peng, N. Pankratov, M. H. Phan, L. V. Panina, M. Ipatov. V. Zhukova, A. Zhukov, and J. Gonzalez, Journal of Applied Physics 108, 044510 (2010)
- 71 F. X. Qin, N. Pankratov, H. X. Peng, M. H. Phan, L. V. Panina, M. Ipatov, V. Zhukova, A. Zhukov, and J. Gonzalez, Journal of Applied Physics 107, 09A314 (2010)
- 72 P. Marín, D. Cortina, and A. Hernando, IEEE Transactions on Magnetics, 44, 11, (2008)
- 73 D. Cortina, A. Hernando, P. María, J. Rebolledo, J. Calvo, Patente Micromag, P 200802609 (2008)
- 74 M. Flores, A. Gorriti, D. Cortina, Petente Micromag , EP 12382128.2 (2011)
- 75 <http://www.micromag.es/>

CHAPTER 2

- 2 G. F. Taylor, Physical Review 23, 655 (1924)
- 3 A. V. Uliovsky, Pribory i Technika Eksperimenta 3, 115 (1957)
- 4 I. W. Donald, Journal of Materials Science, 22, 266 (1987)
- 5 A. Zhukov, J.González, M.Vázquez, V.Larin, A.Torcunov, Encyclopedia of Nanoscience and Nanotechnology, 6, 365 (2004)
- 6 <http://www.cnme.es/>
- 7 I. Goldstein, "Scanning Electron Microscopy and X-ray Microanalysis", Plenum Press, New York (1992)
- 8 M. Grágeda, S. Montesinos, "Aplicaciones de Microscopia Electrónica de Barrido (SEM)"
- 9 J.A. Martín, "Microscopia para el estudio de materiales y Láminas Delgadas", Facultad de ciencias físicas y matemáticas, Universidad de Chile (2002)
- 10 E.M. Purcell, "Electricity and Magnetism", Berkeley Physics Course (1963)
- 11 L. F. Chen, C. K. Ong and C. P. Neo, V. V. Varadan and V. K. Varadan, "Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization", John Wiley and Sons, Ltd. (2004)
- 12 F. Sischka, "Basics of S-Parameters", (2008)
- 13 C .A. Schuler, "Electrónica, Principios y Aplicaciones" Editorial Reverté, (2002)
- 14 "V.N. A. Operating Manual", V.I and V.II, RHODE&SCHWARZ
- 15 <http://www.flexiguide.com/>
- 16 N. Marcuvitz, "Waveguide Handbook", Massachusetts Institute of Technology, McGraw-Hill, Inc (1951)
- 17 I. Rolfes, B. Schiek, Advances in Radio Science 2, 19 (2004)
- 18 K. Rochford, J. Curran, "TRL Calibration for Non-Coaxial Measurements", Semiconductor Test Symposium, HP (2002)
- 19 I. Rolfes, B. Schiek, Advances in Radio Science 2, 19 (2004)
- 20 E.F.Knott, J.F.Shaeffer, M.T. Tuley, "Radar Cross Section", (2004)
- 21 R. Nikolova, "Basic Methods in Antenna Measurements", (2012)
- 22 E.F. Knott, J. F. Shaeffer, M. T. Tuley, "Radar Cross Section", SciTech Publishing, Inc.(2004)
- 23 M.S. Spiegel, L. Abellanas, "Fórmulas y Tablas de Matemática Aplicada", McGraw-Hill (1988)
- 24 L. H. Hemming, "Electromagnetic Anechoic Chambers", John Wiley & Sons, Inc. (2002)
- 25 P. P. Brito, M. P. López, "Diseño y Construcción de una Cámara Anechoica para la Facultad de Ingeniería Electrónica" (2006)
- 26 <http://www.siepel.com/en/siepel-international/product/electromagnetic-absorbers>
- 27 "Applying Error Correction to Network Analyzer Measurements", Agilent Technologies, Inc. (2002)

CHAPTER 3

- 1 S. Buetttrich, A. Escudero, "Introducción a la física de la radio", (2007)
- 2 L. F. Chen, C. Ong, C. P. Neo, V. V. Varadan and V. K. Varadan, "Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization", John Wiley and Sons, Ltd. (2004)
- 3 E. F. Knott, J.F. Shaeffer, M.T. Tuley, "Radar Cross Section", Scitech Publishing INC (2004)
- 4 R.P. Feynman. L.B. Leighton, M. Sands, "Lectures of Physics", Addison-Wesley Publishing Company (1964)
- 5 X. C. Tong, "Advanced materials and Design for Electromagnetic Interference Shielding", 237-255, (2008)
- 6 B. Chambers, Smart Materials Structures, 6, 521 (1997)
- 7 K. Mitchell, A. Keen, L. Davenport, C. Smartt, P Leask, R Larsen, J Davies, "Research to Demonstrate the Ability of Close-coupled Frequency Selective Structures to Enhance the Spectral Efficiency of Radio Systems in Buildings", (2004)
- 8 W. Dallenbach , W. Kleinsteinuber Hochfreq. u Elektroak, 51, 152 (1938)
- 9 P. Saville, "Optimisation of Dallenbach Layers using Real Materials", Defence Research and Development Canada (2007)
- 10 J. L. Wallace, IEEE Transactions on Magnetics, 29, 6, 4209 (1993)
- 11 K. N. Rozanov, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 48, 1230 (2000)
- 12 M. B. Amin, J. R. James, Radio and Electron Engineering 51, 209 (1981)
- 13 W. W. Salisbury, US Patent 2599944 (1952)
- 14 R. L. Fante, and M. T. McCormack, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 36, 10, 1443 (1988)
- 15 M. W. Hyde IV, Captain, USAF "Determining the Resistivity of Resistive Sheets using Transmission measurements", Tesis, (2006)
- 16 R. L. Fante, M. McCormack, IEEE Transactions on Antennas and Propagation , 36, 1443 (1988)

- 17 L. K., Neher, US Patent 2656535 (1953)
- 18 B. Chambers, Electronics Letters , 30, 19, 1626 (1994)
- 19 F. C. Seman, R. Cahill, V..F Fusco, G. Goussetis, IET Microwave Antennas Propagation, 5, 2, 149 (2011)
- 20 J-B. Kim and J-H Byun, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 54, 1 (2012)
- 21 B. Chambers, Electronics Letters , 30, 1353 (1994)
- 22 B. Chambers and A. Tennant, Electronics Letters, 30, 21 (1994)
- 23 T. M. Connolly and E. J. Luoma, "Microwave Absorbers," U.S. Patent No. 4,038, 660, July 26 (1977)
- 24 H. Severin, IRE Transactions on Antennas & Propagation, AP-4, 385 (1956)
- 25 W. Liao and F. Chu, IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques, 44, 7, 1188 (1996)
- 26 B. Chambers, A. Tennant, IEE Proceeding of Radar, Sonar Nuvig, 143, I (1996)
- 27 L. Ke, Z.Xin, H. Xinyu, Z. Peng, "Analysis and Design of Multilayer Jaumann Absorbers", 978-1-4244-8559-8/11 (2011)
- 28 S. J. Orfanidis, "Electromagnetic Waves and Antennas" (2008)
- 29 W. C. Chew, "Waves and Fields in Inhomogeneous Media", IEEE Press Series on Electromagnetic Waves, Oxford University Press (1995)
- 30 <http://tuspreguntas.misrespuestas.com/preg.php?idPregunta=3318>
- 31 A. G. Gorriti. "Electrical characterization of sands with heterogeneous saturation distribution", Tesis (2004)
- 32 P. D. Domich, J. Barker-Jarvis, R.G. Geyer, Journal of Research of the national Institute of Standards and Technology, 96, 5 (1991)
- 33 <http://www.mathworks.es/es/help/optim/ug/constrained-nonlinear-optimization-algorithms.html>
- 34 R. A. Fenner, E. J. Rothwell, and L. L. Frasch, Radio Science, 47, RS1004 (2012)
- 35 J. Muñoz, M. Rojo, A. Parreño, and J. Margineda, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 47, 4, (1998)
- 36 F. C. Smith, Antennas and Propagation, 4-7 (1995)

CHAPTER 4

- 1 J. Sheen, Measurement Science and Technology, 20, 042001, 12, (2009)
- 2 C. Orlob, D. Kornek, S. Preihs, and I. Rolfes, Advanced. Radio Science, 7, 11–15, (2009)
- 3 J.-Y. Chung, " *Broadband Characterization Techniques for RF Materials and Engineered Composites*", (2010)
- 4 S. Begley, " *Electromagnetic Properties of Materials* ", Agilent Technologies Seminar(2009)
- 5 L. Chen, C. Ong and C. P. Neo, V. V. Varadan and V. K. Varadan, " *Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization*", John Wiley and Sons, Ltd. (2004)
- 6 R. Harrington, " *Time Harmonic Electromagnetic Fields*", New York, McGraw-Hill (1961)
- 7 R.E. Collin, " *Field Theory of Guided Waves*", 2nd ed. IEEE, New York, (1991)
- 8 W. B. Weir, Proceedings of the IEEE, 62, 1 (1974)
- 9 M. R.Taherian, D. J. Yuen, T.M. Habashy, J. Au Kong, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing 29, 2, (1991)
- 10 M. S. Pinho, M. L. Gregor, R. C. Reis, B. G. Soares, European Polymer Journal, 38, 2321 (2002)
- 11 J. C. Fernández, "Electromagnetismo", (2004)
- 12 D. M. Pozar, " *Microwave Engineering*", Addison_Wesley Publishing Company (1990)
- 13 J. Baker, M.D. Janezic, J.H. Grosvenor, R.G.Heyer, " *Measuring the Permittivity and Permeability of Lossy Materials: Solids, Liquids, Metals, Building Materials and Negative Index Materials*" (2005)
- 14 C. S. Lee, S. W. Lee, and S. L. Chuang, "Plot of Modal Field Distribution in Rectangular and Circular Waveguides", IEEE Trans. Microwave Theory Technology, MTT-33, 271 (1985)
- 15 E. F. Knott, J. F. Shaeffer, M. T. Tuley, " *Radar Cross Section*", Scitech Publishing INC (2004)
- 16 N-E. Beljadj-Tahar, A. Fourier-Lamer AND H. De Chanterac, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 38, 1, (1990)
- 17 J. Pitarch, M. Contelles-Cervera, F. L Peñaranda-Foix and J. M Catalá-Civera, Measurements Science and Technology, 17, 145 (2006)
- 18 J. Baker, M.D. Janezic, J.H. Grosvenor, R.G.Heyer, "Transmission/Reflection and Short-Circuit Line Methods for measuring Permittivity and Permeability" (1993)
- 19 A. M. Nicolson, G. F. Ross, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, 19, 4 (1970)
- 20 W. B. WEIR, Proceedings of the IEEE, 62, 1 (1994)
- 21 Mc Graw-Hill, " *Fórmulas y Tablas de matemática Aplicada*", (2005)

- 22 P. D. Domich, J. Barker-Jarvis, R.G. Geyer, Journal of Research of the national Institute of Standards and Technology, 96, 5 (1991)
- 23 <http://www.mathworks.es/es/help/optim/ug/constrained-nonlinear-optimization-algorithms.html>
- 24 <http://www.mathworks.es/es/help/optim/ug/fsolve.htm>
- 25 R. A. Fenner, E. J. Rothwell, and L. L. Frasc, Radio Science, 47, RS1004 (2012)
- 26 G.W.C Kaye, T.H Laby, "Physical and Chemical Constants" (2003)
- 27 E. Ni, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurments , 41, 4, 495–499 (1992)
- 28 T. C.Williams, M. A. Stuchly, and P. Saville, IEEE Transactions on Microwave Theory Technology, 51, 5, 1560 (2003)

CHAPTER 5

- 1 A. H. Sihvola, I.V. Lindell, Progress in Electromagnetic Research, 6, 153 (1992)
- 2 A. Bunde, W. Dietrich, Journal of Electroceramics, 5, 2, 81-92 (2000)
- 3 A. N. Lagarkov, A.K. Saychev, Physical Review B, 53, 6318 (1996)
- 4 A. G. Gorriti, P. Marin, D. Cortina, A. Hernando, Journal of Magnetism and Magnetic Materials, (2009)
- 5 W. R. Tinga, Progress in Electromagnetic Research, 6, 1-40 (1992)
- 6 Y. Korniyushin, "Science of Sintering", 41, 225-245 (2009)
- 7 C.G. Montgomery, R.H. Dicke, E.M. Purcell, "*Principles of Microwave Circuits*", (1964)
- 8 K. E. Oughstun, N. A. Cartwright, "*Optical Society of America*", (2003)
- 9 H.A. Lorentz, "*Über die Beziehung zwischen der Fortpflanzungs - geschwindigkeit des Lichtes und der Körperdichte*," Annalen der Physik und Chemie, Band 9, Heft 4, pp. 641-665, (1880)
- 10 D.A.G. Bruggemann, "*Berechnung verschiedener physikalischer Konstanten von heterogenen Substanzen*", Annalen der Physik, 416, 7, 636 (1935)
- 11 J.C. Maxwell Garnett, "Colours in Metal Glasses and in Metallic Films", (1904)
- 12 J.C. Maxwell Garnett, "*Colours in Metal Glasses, in Metallic Films and in Metallic Solutions*", (1905)
- 13 H. Waki, H. Igarashi, and T. Honma, , IEEE Transactions on Magnetism, 41, 5, (2005)
- 14 M. Koledintseva, "Advanced Electromagnetics", EE-471 (2009)
- 15 R.P. Feynman, L.B. Leighton, M. Sands, "*Lectures of Physics*", Addison-Wesley Publishing Company (1964)
- 16 J.R. Ritz, F.J. Milford and R.W. Christy, "*Fundamentos de la Teoría Electromagnética*", Addison-Wesley Iberoamericana (1979)
- 17 M.Y. Koledintseva, R.W. Schwartz, Progress In Electromagnetics Research, PIER 99, 131-148, (2009)
- 18 M.Y. Koledintseva, R.E. DuBroff, and R.W. Schwartz, Progress In Electromagnetics Research, PIER 63, 223 (2006)
- 19 M. H. Nisanci, F. de Paulis, M. Y. Koledintseva,, J. L. Drewniak, and A. Orlandi, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 0.1109/TEM.C.2011.2162845 (2011)
- 20 M.Y. Koledintseva, R.E. DuBroff, and R.W. Schwartz, Journal of Laser Applications, (2006)
- 21 S.M. Matitsine, A.N. Lagarkov et all Journal of Applied Physics, 94, 1146 (2003)
- 22 A. Ramírez, A. Zehe, Revista Mexicana de Física, 48, 5, 427 (2002)

SUMMARY

The goal of this thesis is the design and manufacture of anti-reflective structures of electromagnetic waves at a frequency and for a given frequency range, with values of reflectivity of zero or near zero. These structures are formed by one or several layers of different materials arranged on a metal surface. These materials are compounds of magnetic microwires in a paint base. When an electromagnetic wave impinges on these anti-reflective structures, it has the behavior of "catch" this wave, making them "invisible" in the work frequency range. This effect of the "wave trap" occurs mainly by two phenomena: absorption and interference. In this thesis, the working frequency range with anti-reflective structure is placed in the microwave region, in particular in the range of 2 to 18 GHz

Composite materials forming these layers are known as Radar Absorbing Material or material RAM (from English "Radar Absorbent Material") and are defined as "a material capable of reducing, by absorption, the energy received by a radar". This absorption can be performed through different mechanisms or to affect the electrical properties of the material or magnetic or both. When a wave is incident on the structure, it is reflected on the surface of each layer. All these reflected waves interfere together to give rise to a total reflected wave. As discussed in this thesis, a condition to achieve zero reflectivity is that the interference is destructive. And this is one of the goals to be achieved. This interference phenomenon is very important to determine the reflectivity of the anti-reflective structures.

Reflectivity R measures the relationship between the reflected and the incident wave on a structure. If there is no reflected wave, the reflectivity is zero (the present anti-reflective structures perfect). To achieve zero reflectivity, it can act in several ways: firstly, having extremely high material losses RAM of absorbing most of the incident wave and the other, looking destructive interference between the waves reflected by surfaces forming various structures that are the models studied in this thesis.

RAM materials electromagnetic characterization has been performing. The interaction between the material and the electromagnetic field is described by Maxwell's equations and the constitutive relations, from a macroscopic point of view. This interaction is mainly determined by the electromagnetic parameters: electric permittivity ϵ_r^* and magnetic permeability μ_r^* . Experimental methods for the electromagnetic characterization of materials can be divided into two groups: non-resonant and resonant methods. In addition, non-resonant study is performed on a range of resonant frequency while studies are used to a certain frequency. In this thesis methods only apply as non-resonant interested in knowing the behavior of materials in a range of frequencies.

To accomplish this characterization is incident an electromagnetic wave on studying the structure and the reflected wave and the transmitted wave information is obtained about the material

properties, which are defined through the electromagnetic parameters. There are two sub-methods within the non-resonant methods: Reflection measurements (henceforth called R_m measurements, where the subscript m indicates that reflection measurements are performed by having a metal structure after structure) and transmission and Reflection measurements (T/R). Material properties are extracted from the analysis of the reflected wave (not transmitted), while methods T/R analyze the reflected wave thus transmitted as the material for electromagnetic parameters. ϵ_r^* and μ_r^* values extraction could be performed in different set up may be applied as experimental procedures such as waveguides, coaxial, "strip-lines" or resonant cavities. In this paper we have used two methods: free-space and waveguide measurements. In the latter case the frequency band in which it works is the X-band of 8.2-12.4GHz.

RAM materials may be simple, consisting of a single component or ingredient, or compounds formed by several ingredients. In the latter case there is usually a main constituent called matrix or base on which are called inclusions embedded other constituents or additives. Mixtures theories relate the compound effective electromagnetic parameters with the parameters of the matrix and the inclusions are formed. Although in the last two centuries have developed several theories, this study examines only one in depth, exposed by Maxwell Garnett to conductive cylindrical inclusions.

RAM materials forming the anti-reflective structures are compounds formed by painting on a matrix which is added varying amounts and types of magnetic microwires. We have used two types of magnetic microwires: one main constituent is Fe and has acquired commercially, the other major constituent is the Co and manufactured for this thesis *ex professo*. The added amounts are 2, 3 and 4%, respectively. One objective of this study is to examine how the type and the amount of microwire affect R and ϵ_r^* in the control of anti-reflective structures and the variation of permittivity and effective permeability of the compounds forming them. An important tool in this control is the study the phenomena which occur when an electromagnetic wave impinges on these structures: absorption and interference. It is also relevant to the design of these structures know the values of the electrical permittivity and permeability magnetic composite materials.

Chapter 1 shows the scope of this paper. It describes how the thesis is organized, summarizing the contents of the different chapters, introducing fundamental concepts in the study as the electromagnetic reflectivity and transmission and the definitions of permittivity and permeability effective of a compound. It also describes the different types of bases and inclusions that are used in the manufacture of RAM materials.

Chapter 2 presents the experimental techniques. The first technique explained both microwires and composites manufacturing. It is an explanation of the experimental method for measuring structures in R_m "free-space" and the methods for the extraction of the electromagnetic parameters values of the composites by waveguide measurements.

Chapter 3 details how the phenomena of absorption and interference play a role in controlling the reflectivity and describe three typical anti-reflective structures: Dallenbach, Salisbury and Jaumann.

We present a theoretical model of the reflectivity which compares with the experimental measurements performed on anti-reflective structures. Finally electromagnetic parameters values are extracted of the compounds that form structures from experimental measurements in "free-space".

Chapter 4 presents a comprehensive study of different methods for extracting the electromagnetic parameters of materials RAM: T/R and R_m measurements by a X-band rectangular waveguide. ϵ_r^* and μ_r^* values microwire percentage and type dependence study is describes for this frequency range. Finally we compare these values ϵ_r^* and μ_r^* values with those obtained from "free-space" measurements in in Chapter 3.

Chapter 5 presents a brief summary of the Mixing Theories, focusing at Maxwell Garnet which has been applied in this thesis for the theoretical calculation of the effective permittivity of the compounds. This permittivity is determined mainly by the permittivity of the matrix and the inclusions. At the end of this chapter, compares the value of the permittivity calculated by Maxwell-Garnett formula with the values obtained in the previous two chapters from the measures in "free-space" and waveguide.

Chapter 6 summarizes the overall conclusions from this study. This work has focused on two main goals: R_m study in multilayer devices on a metal surface for the design of anti-reflective structures and ϵ_r^* and μ_r^* values extraction of the structures, from reflectivity "free-space" measurements in a frequency range of 2 to 18 GHz and T/R measurements in a waveguide at X-band and from theoretical calculations based on the Maxwell-Garnett formula for cylindrical inclusions. The conclusions are listed following.

- I. We have prepared two sets of three compounds: 2, 3 and 4% of microwire, respectively, on a paint matrix, with the aim of studying the influence of the amount and type of inclusion in tuning structures and R_m behavior, to achieve the first objective. The higher the filler weight percentage, the greater the real part of permittivity, for the two composites series studied. The analysis of this behavior has allowed to design a model for anti-reflective structures, where it is only necessary to know the number of layers, their distribution in the structure, the material of which they are formed and the thickness of each of the different layers.
- II. The next goal to achieve is ϵ_r^* and μ_r^* values extraction. It has been studied as these parameters are intimately related with Z^* and k^* , which depend on the reflected and transmitted electromagnetic wave on the composite layer. Extracting the values of the electromagnetic parameters was performed using two different experimental setups (R_m "free-space" measurements and T/R measurements in a waveguide) and theoretical calculation (Maxwell formula Garnett).
 - a. Calculation was made of ϵ_r^* and μ_r^* values and R_m "free-space" measurements by optimization method, which allows working with the module or the module and the phase of

R_m , for different initial values. We have chosen the Optimization Module Method initial value waveguide. These measurements revealed that the ϵ_r' increases with microwire percentage increasing, while μ_r' appears constant and very close to the unit values, with a mean value of 1.15, approximately. ϵ_r^* has the same behavior as the real part and μ_r' values are in the range of measurement errors and very close to zero.

- b. The second method was performed extracting ϵ_r^* and μ_r^* values by T/R and R_m measurements in a rectangular waveguide at X band. It has detailed four different methods for calculating electromagnetic parameters values: NRW, the Optimization, Equations, that are applied to T/R measurements and impedances and optimization method that is applied to R_m measurements. We have developed a specific program in Matlab language that facilitates the processing of data using these methods. There are two convenient methods for extracting electromagnetic parameters values: NRW and Impedances. It was also found that ϵ_r^* and μ_r^* values calculated by the different methods differ less than 2%, except with the module optimization method, where the difference from the mean value of the other procedures reaches 20 % for some samples.
- c. Theoretical ϵ_r' value by Maxwell-Garnett formula has been calculated. To calculate R_m experimentally measured and theoretically calculated have compared to extract the volume fraction f_i calculation. ϵ_r' values are extracted using the MG formula for two different μ_r^* values $\mu_{r_mu1}^* = 1.0 - i0.0$ and $\mu_{r_fe}^* = 1.15 - i0.05$, extracted from the experimental measurements. $\mu_{r_fe}^*$ value gets a better fit than assuming permeability unit. We have studied ϵ_r' and ϵ_r' microwire percentage dependence.
- d. We compared the values of ϵ_r^* and μ_r^* obtained in "free-space" and waveguide experimental measurements, and those calculated with the Maxwell-Garnett formula.
 - Comparing ϵ_r' values obtained by "free-space" and waveguide measurements is seen as the difference grows as the amount of microwire, going from 24 to 29% for composites MGI and from 29 to 33% for composites MGII. There have been a number of arguments to justify these differences: the errors associated with the method and the experimental set resolution, the size of the sample, the relationship between the sample size with respect to the inclusion size, measurement methods applied in each case and the fact that the permeability may have a more important role, especially for frequencies below 3 GHz. Values of μ_r^* calculated in both cases are similar.
 - Comparing ϵ_r' values obtained by "free-space" measurements and those calculated with MG formula, shows that the difference is less than 5% in terms of value $\mu_{r_fe}^*$, whereas this difference increases to 25% if $\mu_{r_mu1}^*$.

The conclusion of the ϵ_r^* and μ_r^* values extraction is that anti-reflecting structures design has to carry on with the values extracted from experimental measurements of R_m in "free-space" by *Optimization_Module method* or with the values calculated with the Maxwell-Garnett formula worth considering $\mu_r' \sim 1.15$.

REFERENCES

CHAPTER 1

- 1 E. F. Knott, J. F. Shaeffer, M. T. Tuley, “*Radar Cross Section*”, Scitech Publishing INC. (2004)
- 2 J.Y. Chung,” *Broadband Characterization Techniques for RF Materials and Engineered Composites*” (2010)
- 3 R.P. Feynman. L.B. Leighton, M. Sands, “*Lectures of Physics*”, Addison-Wesley Publishing Company (1964)
- 4 D. A. Hill, “*Electromagnetic Fields in Cavities Deterministic and Statistical Theories*”, IEEE Press Series on Electromagnetic Wave Theory (2009)
- 5 C. K.Yuzcelik , Thesis “*Radar Absorbing Material Design*” (2003)
- 6 “ *Electronic Warfare and radar Systems Engineering Handbook*”, Naval Air Systems Command and Naval Air Warfare Center (1999)
- 7 D.M. Pozar, “*Microwave Engineering*”, Addison Wesley Publishing Company (1990)
- 8 S. J. Orfanidis, “*Electromagnetic Waves and Antennas*” (2008)
- 9 A.R. Von Hippel, “*Dielectric and Waves*”, Chapman and Hall (1954)
- 10 <http://iupsm.files.wordpress.com/2010/08/permitividad.pdf>.
- 11 M. V. Akhterov, “*Microwave Absorption in Nanostructures*”, Thesis (2010)
- 12 V. Komarov, S. Wang, J. Tang, “*Permittivity and Measurements*”, Encyclopedia of RF and Microwave Engineering, 308 1-20 (2004)
- 13 A.G.Gorriti, Marin, D.Cortina, A.Hernando, Journal of Magnetism and Magnetic Materials (2009)
- 14 R.C. Dorf. “ *Electrical Engineering Handbook*”, Crc. Press (1997)
- 15 S. Velayos, “*Introducción al Magnetismo*”, Editorial Complutense (1974)
- 16 G.W.C Kaye,T.H Laby, “*Physical and Chemical Constants*” (2003)
- 17 P. García , “*Fundamentos de la Prospección con Radar de Subsuelo*” (2008)
- 18 M. Koledintseva, “*Advanced Electromagnetics*”, EE-471 (2009)
- 19 A. Yosuf, “*The Development of Microwave Absorber from Oil Palm Shell Carbon*”, Tesis (2004)
- 20 K.H. Wu, T.H. Ting, G.P. Wang, W.D. Ho, C.C. Shih , Polymer Degradation and Stability, 93, 483 (2008)
- 21 R. E. Díaz, M.C. Squires, M.C. Miller, US Patent 5594218 (1997)
- 22 T. M. Conolly, E. J. Luoma, US Patent 4003660 (1977)
- 23 L.C. Folgueras, M.A.Alves, M. C. Rezende, Materials Research, 13 (2), 197-201 (2010)
- 24<http://dentizta.ccadet.unam.mx/MATERIALESDENTIZTA/Recursoseducativos/materialdimpresion/CONTENIDOS/SILICONAS.htm>
- 25 LC. Folgueras, M.A.Alves, M. C. Rezende , Journal of Aerospace Technology and Management, 2, 1 (2010)
- 26 T. Y. Ootoshi, R. Cirillo, Jr. and J. Sosnowski, TMO Progress Report 42-138 (1999)
- 27 X. Pan, G. Mu, H. Shen, M. Gu, Applied Surface Science, 253, 4119 (2007)
- 28 M.Y. Koledintseva, R.E. DuBro, and R.W. Schwartz, Progress In Electromagnetics Research, 99, 131 (2009)
- 29 <http://www.siepel.com/en/siepel-international/product/ferrites-fe>
- 30 B. C. Pratt, US Patent 2992425. (1961)
- 31 H. V. G. Stubbs,, B.V.A. Wickenden, W.G. Howell, E.D. Perry, UK Patent GB2058469A (1981)
- 32 W. A. Janos, US Patent 5298903 (1994)
- 33 E. A. Ossa, F. Cano, Ciencia et Technica, XVIII, 036 (2007)
- 34 J.L. Wojkiewicz, S. Fauveaux, N. Redon and J.L. Miane, International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics, 19, 203 (2004)
- 35 D. Micheli et all, “*Advances in Nanocomposites - Synthesis, Characterization and Industrial Applications*” (2011)
- 36 P. Chandrasekhar, “*Conducting Polymers, Fundamentals and Applications: A Practical Approach*” Kluwer Academic Publishers: London (1999)
- 37 J-B Kim, S-Kwan Lee, C-G Kim, Composites Science and Technology , 68 2909–2916 (2008)
- 38 Woo June Kwon, Dong Hack Suh, Byung Doo Chin, Jae-Woong Yu, Journal of Applied Polymer Science, 110, 1324–1329 (2008)
- 39 S.M. Abbas, M.Chandra, A. Verma, R. Chatterjee, T.C. Goel, Composites: Part A 37, 2148 (2006)
- 40 J. Honey, M. T. Rinku , J. Joe, K.T. Mathew, J. Rani, Polymer Composites, 589 (2007)
- 41 M. S. Kim, E. H. Min, J. G. Koh, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 321, 581 (2009)
- 42 R. Groenen, “*Electrical and Microwave Characteristics of Silver Nanoparticle Composites*”, University of Twente Enschede, (2010)

- 43 N. N. Al-Moayed, Mohammed N. Afsar, Usman A. Khan, Sean McCooley, and Mahmut Obol, IEEE Transactions on Magnetism, VOL. 44, NO. 7, JULY 2008
- 44 G.Tong, We.Wu, Q.Hua, Y. Miao, J. Guan, H. Qian, Journal of Alloys and Compounds 509, 451 (2011)
- 45 J.L. Arias, V. Gallardo, F. Linares-Molinero, A.V. Delgado, Journal of Colloid and Interface Science, 299, 599 (2006)
- 46 S. Ruan, B. Xu, H. Suo, F. Wu, S. Xiang, M. Zhao, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 212, 175 (2000)
- 47 V. B. Bregar, IEEE Transactions on Magnetism, 40, 3, (2004)
- 48 H. Y. Æ Ying, L. .Jianfeng, Z. Æ, F. Wang, Journal of Materials Science: Materials in Electronics, 21, 368 (2010)
- 49 F. Mayer, US Patent 5872534 (1999)
- 50 H.Ismail, S.T. Sam, A.F. Mohd and A.A. Bakar, Polymer-Plastics Technology and Engineering, 46, 641 (2007)
- 51 A. M. Gama, M. C. Rezende, Journal of Aerospace Technology and Management, 2, 1, (2010)
- 52 R. B. Yang, S. D. Hsu, C. K. Lin, Journal of Applied Physics, 105, 07A527 (2009)
- 53 L. Y. Liu, L. Z. Wu, X. Wang, R. Z. Gong, and H. H. He, IEEE Transactions on Magnetism, , 44, 12, (2008)
- 54 P. Marín, A. Hernando “Magnetic Microwires: Fabrication, Magnetic Properties and Applications” Encyclopedia of Materials: Science and Technology, Elsevier (2003)
- 55 M. Vázquez, A. Adenot-Engelvin, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 321, 2066–2073 (2009)
- 56 G. F. Taylor, Physics Review, 23, 655 (1924)
- 57 A. Hernando “Nuevos Materiales: los Vidrios Metálicos” (1987)
- 58 A. Zhukov, J. González, M. Vázquez, V. Larin, A. Torcunov, “Encyclopedia of Nanoscience and Nanotechnology”, 6, 365 (2004)
- 59 M. Vázquez , A.P. Zhukov, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 160, 223 (1996)
- 60 S. Deprot, A.L. Adenot, F. Bertin, O. Acher, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 242, 247 (2002)
- 61 P. Marín, A. Hernando, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 215-216, 729 (2000)
- 62 A. Zhukov, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 242–245, 216–223 (2002)
- 63 M. Dominguez, J. M. Garcia-Beneytez, M.Vazquez; .E. Lofand, S.M. Bhagat, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 249, 117 (2002)
- 64 V.A. Tulin, M.V. Astahov, A.O. Rodin, Journal of Magnetism and Magnetic Materials 258–259, 201 (2003)
- 65 S. A. Baranov. Phys: letters 24, 549 (1998)
- 66 D.P. Makhnovskiy, L.V.Panina, Progress in Ferromagnetic Research, Editor V.N. Murray, 257-295 (2005)
- 67 O. Reyner, O. Archer, Physical Review B 66, 094412 (2002)
- 68 D. P. Makhnovskiy and L. V. Panina, Journal of Applied Physics, 93, 7 (2003)
- 69 S. N. Starostenko, K. N. Rozanov, A. V. Osipov, , Journal of Magnetism and Magnetic Materials 298, 56 (2006)
- 70 F. X. Qin, H. X. Peng, N. Pankratov, M. H. Phan, L. V. Panina, M. Ipatov. V. Zhukova, A. Zhukov, and J. Gonzalez, Journal of Applied Physics 108, 044510 (2010)
- 71 F. X. Qin, N. Pankratov, H. X. Peng, M. H. Phan, L. V. Panina, M. Ipatov, V. Zhukova, A. Zhukov, and J. Gonzalez, Journal of Applied Physics 107, 09A314 (2010)
- 72 P. Marín, D. Cortina, and A. Hernando, IEEE Transactions on Magnetism, 44, 11, (2008)
- 73 D. Cortina, A. Hernando, P. María, J. Rebolledo, J. Calvo, Patente Micromag, P 200802609 (2008)
- 74 M. Flores, A. Gorriti, D. Cortina, Petente Micromag , EP 12382128.2 (2011)
- 75 <http://www.micromag.es/>

CHAPTER 2

- 1 http://ppgamercoatus.ppgpmc.com/products/pdf/235_PDS_AI.pdf
- 2 G. F. Taylor, Physical Review 23, 655 (1924)
- 3 A. V. Ulivsky, Pribory i Technika Eksperimenta 3, 115 (1957)
- 4 I. W. Donald, Journal of Materials Science, 22, 266 (1987)
- 5 A. Zhukov, J.González, M.Vázquez, V.Larin, A.Torcunov, Encyclopedia of Nanoscience and Nanotechnology, 6, 365 (2004)
- 6 <http://www.cnme.es/>
- 7 I. Goldstein, “*Scanning Electron Microscopy and X-ray Microanalysis*”, Plenum Press, New York (1992)
- 8 M. Grágeda, S. Montesinos, “*Aplicaciones de Microscopia Electrónica de Barrido (SEM)*”
- 9 J.A. Martín, “*Microscopia para el estudio de materiales y Láminas Delgadas*”, Facultad de ciencias físicas y matemáticas, Universidad de Chile (2002)

- 10 E.M. Purcell, "Electricity and Magnetism", Berkeley Physics Course (1963)
- 11 L. F. Chen, C. K. Ong and C. P. Neo, V. V. Varadan and V. K. Varadan, "*Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization*", John Wiley and Sons, Ltd. (2004)
- 12 F. Sischka, "*Basics of S-Parameters*", (2008)
- 13 C. A. Schuler, " *Electrónica, Principios y Aplicaciones*" Editorial Reverté, (2002)
- 14 "V.N. A. Operating Manual", V.I and V.II, RHODE&SCHWARZ
- 15 <http://www.flexiguide.com/>
- 16 N. Marcuvitz, "*Waveguide Handbook*", Massachusetts Institute of Technology, McGraw-Hill, Inc (1951)
- 17 I. Rolfes, B. Schiek, *Advances in Radio Science* 2, 19 (2004)
- 18 K. Rochford, J. Curran, "*TRL Calibration for Non-Coaxial Measurements*", Semiconductor Test Symposium, HP (2002)
- 19 I. Rolfes, B. Schiek, *Advances in Radio Science* 2, 19 (2004)
- 20 E.F.Knott, J.F.Shaeffer, M.T. Tuley, "*Radar Cross Section*", (2004)
- 21 R. Nikolova, "*Basic Methods in Antenna Measurements*", (2012)
- 22 E.F. Knott, J. F. Shaeffer, M. T. Tuley, "*Radar Cross Section*", SciTech Publishing, Inc.(2004)
- 23 M.S. Spiegel, L. Abellanas, "*Fórmulas y Tablas de Matemática Aplicada*", McGraw-Hill (1988)
- 24 L. H. Hemming, "Electromagnetic Anechoic Chambers", John Wiley & Sons, Inc. (2002)
- 25 P. P. Brito, M. P. López, "Diseño y Construcción de una Cámara Anecoica para la Facultad de Ingeniería Electrónica" (2006)
- 26 <http://www.siepel.com/en/siepel-international/product/electromagnetic-absorbers>
- 27 "Applying Error Correction to Network Analyzer Measurements", Agilent Technologies, Inc. (2002)

CHAPTER 3

- 1 S. Buetttrich, A. Escudero, "*Introducción a la física de la radio*", (2007)
- 2 L. F. Chen, C. Ong, C. P. Neo, V. V. Varadan and V. K. Varadan, "*Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization*", John Wiley and Sons, Ltd. (2004)
- 3 E. F. Knott, J.F. Shaeffer, M.T. Tuley, "*Radar Cross Section*", Scitech Publishing INC (2004)
- 4 R.P. Feynman, L.B. Leighton, M. Sands, "*Lectures of Physics*", Addison-Wesley Publishing Company (1964)
- 5 X. C. Tong, "*Advanced materials and Design for Electromagnetic Interference Shielding*", 237-255, (2008)
- 6 B. Chambers, *Smart Materials Structures*, 6, 521 (1997)
- 7 K. Mitchell, A. Keen, L. Davenport, C. Smartt, P Leask, R Larsen, J Davies, "*Research to Demonstrate the Ability of Close-coupled Frequency Selective Structures to Enhance the Spectral Efficiency of Radio Systems in Buildings*", (2004)
- 8 W. Dallenbach, W. Kleinstuber *Hochfreq. u Elektroak*, 51, 152 (1938)
- 9 P. Saville, "*Optimisation of Dallenbach Layers using Real Materials*", Defence Research and Development Canada (2007)
- 10 J. L. Wallace, *IEEE Transactions on Magnetism*, 29, 6, 4209 (1993)
- 11 K. N. Rozanov, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 48, 1230 (2000)
- 12 M. B. Amin, J. R. James, *Radio and Electron Engineering* 51, 209 (1981)
- 13 W. W. Salisbury, US Patent 2599944 (1952)
- 14 R. L. Fante, and M. T. McCormack, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 36, 10, 1443 (1988)
- 15 M. W. Hyde IV, Captain, USAF "*Determining the Resistivity of Resistive Sheets using Transmission measurements*", Tesis, (2006)
- 16 R. L. Fante, M. McCormack, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 36, 1443 (1988)
- 17 L. K., Neher, US Patent 2656535 (1953)
- 18 B. Chambers, *Electronics Letters*, 30, 19, 1626 (1994)
- 19 F. C. Seman, R. Cahill, V..F Fusco, G. Goussetis, *IET Microwave Antennas Propagation*, 5, 2, 149 (2011)
- 20 J-B. Kim and J-H Byun, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 54, 1 (2012)
- 21 B. Chambers, *Electronics Letters*, 30, 1353 (1994)
- 22 B. Chambers and A. Tennant, *Electronics Letters*, 30, 21 (1994)
- 23 T. M. Connolly and E. J. Luoma, "Microwave Absorbers," U.S. Patent No. 4,038, 660, July 26 (1977)
- 24 H. Severin, *IRE Transactions on Antennas & Propagation*, AP-4, 385 (1956)
- 25 W. Liao and F. Chu, *IEEE Transaction on Microwave Theory and Techniques*, 44, 7, 1188 (1996)
- 26 B. Chambers, A. Tennant, *IEE Proceeding of Radar, Sonar Nuvig*, 143, I (1996)

- 27 L. Ke, Z.Xin, H. Xinyu, Z. Peng, "Analysis and Design of Multilayer Jaumann Absorbers", 978-1-4244-8559-8/11 (2011)
- 28 S. J. Orfanidis, "Electromagnetic Waves and Antennas" (2008)
- 29 W. C. Chew, "Waves and Fields in Inhomogeneous Media", IEEE Press Series on Electromagnetic Waves, Oxford University Press (1995)
- 30 <http://tuspreguntas.misrespuestas.com/preg.php?idPregunta=3318>
- 31 A. G. Gorriti, "Electrical characterization of sands with heterogeneous saturation distribution", Tesis (2004)
- 32 P. D. Domich, J. Barker-Jarvis, R.G. Geyer, Journal of Research of the national Institute of Standards and Technology, 96, 5 (1991)
- 33 <http://www.mathworks.es/es/help/optim/ug/constrained-nonlinear-optimization-algorithms.html>
- 34 R. A. Fenner, E. J. Rothwell, and L. L. Frasch, Radio Science, 47, RS1004 (2012)
- 35 J. Muñoz, M. Rojo, A. Parreño, and J. Margineda, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 47, 4, (1998)
- 36 F. C. Smith, Antennas and Propagation, 4-7 (1995)

CHAPTER 4

- 1 J. Sheen, Measurement Science and Technology, 20, 042001, 12, (2009)
- 2 C. Orlob, D. Kornek, S. Preihs, and I. Rolfes, Advanced. Radio Science, 7, 11–15, (2009)
- 3 J.-Y. Chung, "Broadband Characterization Techniques for RF Materials and Engineered Composites", (2010)
- 4 S. Begley, "Electromagnetic Properties of Materials", Agilent Technologies Seminar(2009)
- 5 L. Chen, C. Ong and C. P. Neo, V. V. Varadan and V. K. Varadan, "Microwave Electronics: Measurement and Materials Characterization", John Wiley and Sons, Ltd. (2004)
- 6 R. Harrington, "Time Harmonic Electromagnetic Fields", New York, McGraw-Hill (1961)
- 7 R.E. Collin, "Field Theory of Guided Waves", 2nd ed. IEEE, New York, (1991)
- 8 W. B. Weir, Proceedings of the IEEE, 62, 1 (1974)
- 9 M. R.Taherian, D. J. Yuen, T.M. Habashy, J. Au Kong, IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing 29, 2, (1991)
- 10 M. S. Pinho, M. L. Gregor, R. C. Reis, B. G. Soares, European Polymer Journal, 38, 2321 (2002)
- 11 J. C. Fernández, "Electromagnetismo", (2004)
- 12 D. M. Pozar, "Microwave Engineering", Addison_Wesley Publishing Company (1990)
- 13 J. Baker, M.D. Janezic, J.H. Grosvenor, R.G.Heyer, "Measuring the Permittivity and Permeability of Lossy Materials: Solids, Liquids, Metals, Building Materials and Negative Index Materials" (2005)
- 14 C. S. Lee, S. W. Lee, and S. L. Chuang, "Plot of Modal Field Distribution in Rectangular and Circular Waveguides", IEEE Trans. Microwave Theory Technology, MTT-33, 271 (1985)
- 15 E. F. Knott, J. F. Shaeffer, M. T. Tuley, "Radar Cross Section", Scitech Publishing INC (2004)
- 16 N-E. Beljadj-Tahar, A. Fourier-Lamer AND H. De Chanterac, IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 38, 1, (1990)
- 17 J. Pitarch, M. Contelles-Cervera, F. L Peñaranda-Foix and J. M Catalá-Civera, Measurements Science and Technology, 17, 145 (2006)
- 18 J. Baker, M.D. Janezic, J.H. Grosvenor, R.G.Heyer, "Transmission/Reflection and Short-Circuit Line Methods for measuring Permittivity and Permeability" (1993)
- 19 A. M. Nicolson, G. F. Ross, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements, 19, 4 (1970)
- 20 W. B. WEIR, Proceedings of the IEEE, 62, 1 (1994)
- 21 Mc Graw-Hill, "Fórmulas y Tablas de matemática Aplicada", (2005)
- 22 P. D. Domich, J. Barker-Jarvis, R.G. Geyer, Journal of Research of the national Institute of Standards and Technology, 96, 5 (1991)
- 23 <http://www.mathworks.es/es/help/optim/ug/constrained-nonlinear-optimization-algorithms.html>
- 24 <http://www.mathworks.es/es/help/optim/ug/fsolve.htm>
- 25 R. A. Fenner, E. J. Rothwell, and L. L. Frasch, Radio Science, 47, RS1004 (2012)
- 26 G.W.C Kaye, T.H Laby, "Physical and Chemical Constants" (2003)
- 27 E. Ni, IEEE Transactions on Instrumentation and Measurements , 41, 4, 495–499 (1992)
- 28 T. C.Williams, M. A. Stuchly, and P. Saville, IEEE Transactions on Microwave Theory Technology, 51, 5, 1560 (2003)

CHAPTER 5

- 1 A. H. Sihvola, I.V. Lindell, Progress in Electromagnetic Research, 6, 153 (1992)
- 2 A. Bunde, W. Dietrich, Journal of Electroceramics, 5, 2, 81-92 (2000)
- 3 A. N. Lagarkov, A.K. Saychev, Physical Review B, 53, 6318 (1996)
- 4 A. G. Gorriti, P. Marin, D. Cortina, A. Hernando, Journal of Magnetism and Magnetic Materials, (2009)
- 5 W. R. Tinga, Progress in Electromagnetic Research, 6, 1-40 (1992)
- 6 Y. Korniyushin, "Science of Sintering", 41, 225-245 (2009)
- 7 C.G. Montgomery, R.H. Dicke, E.M. Purcell, "*Principles of Microwave Circuits*", (1964)
- 8 K. E. Oughstun, N. A. Cartwright, "*Optical Society of America*", (2003)
- 9 H.A. Lorentz, "*Über die Beziehung zwischen der Fortpflanzungs - geschwindigkeit des Lichtes und der Körperdichte*," Annalen der Physik und Chemie, Band 9, Heft 4, pp. 641-665, (1880)
- 10 D.A.G. Bruggemann, "*Berechnung verschiedener physikalischer Konstanten von heterogenen Substanzen*", Annalen der Physik, 416, 7, 636 (1935)
- 11 J.C. Maxwell Garnett, "Colours in Metal Glasses and in Metallic Films", (1904)
- 12 J.C. Maxwell Garnett, "*Colours in Metal Glasses, in Metallic Films and in Metallic Solutions*", (1905)
- 13 H. Waki, H. Igarashi, and T. Honma, , IEEE Transactions on Magnetics, 41, 5, (2005)
- 14 M. Koledintseva, "Advanced Electromagnetics", EE-471 (2009)
- 15 R.P. Feynman, L.B. Leighton, M. Sands, "*Lectures of Physics*", Addison-Wesley Publishing Company (1964)
- 16 J.R. Ritz, F.J. Milford and R.W. Christy, "*Fundamentos de la Teoría Electromagnética*", Addison-Wesley Iberoamericana (1979)
- 17 M.Y. Koledintseva, R.W. Schwartz, Progress In Electromagnetics Research, PIER 99, 131-148, (2009)
- 18 M.Y. Koledintseva, R.E. DuBroff, and R.W. Schwartz, Progress In Electromagnetics Research, PIER 63, 223 (2006)
- 19 M. H. Nisanci, F. de Paulis, M. Y. Koledintseva,, J. L. Drewniak, and A. Orlandi, IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 0.1109/TEM.C.2011.2162845 (2011)
- 20 M.Y. Koledintseva, R.E. DuBroff, and R.W. Schwartz, Journal of Laser Applications, (2006)
- 21 S.M. Matitsine, A.N. Lagarkov et al Journal of Applied Physics, 94, 1146 (2003)
- 22 A. Ramírez, A. Zehe, Revista Mexicana de Física, 48, 5, 427 (2002)